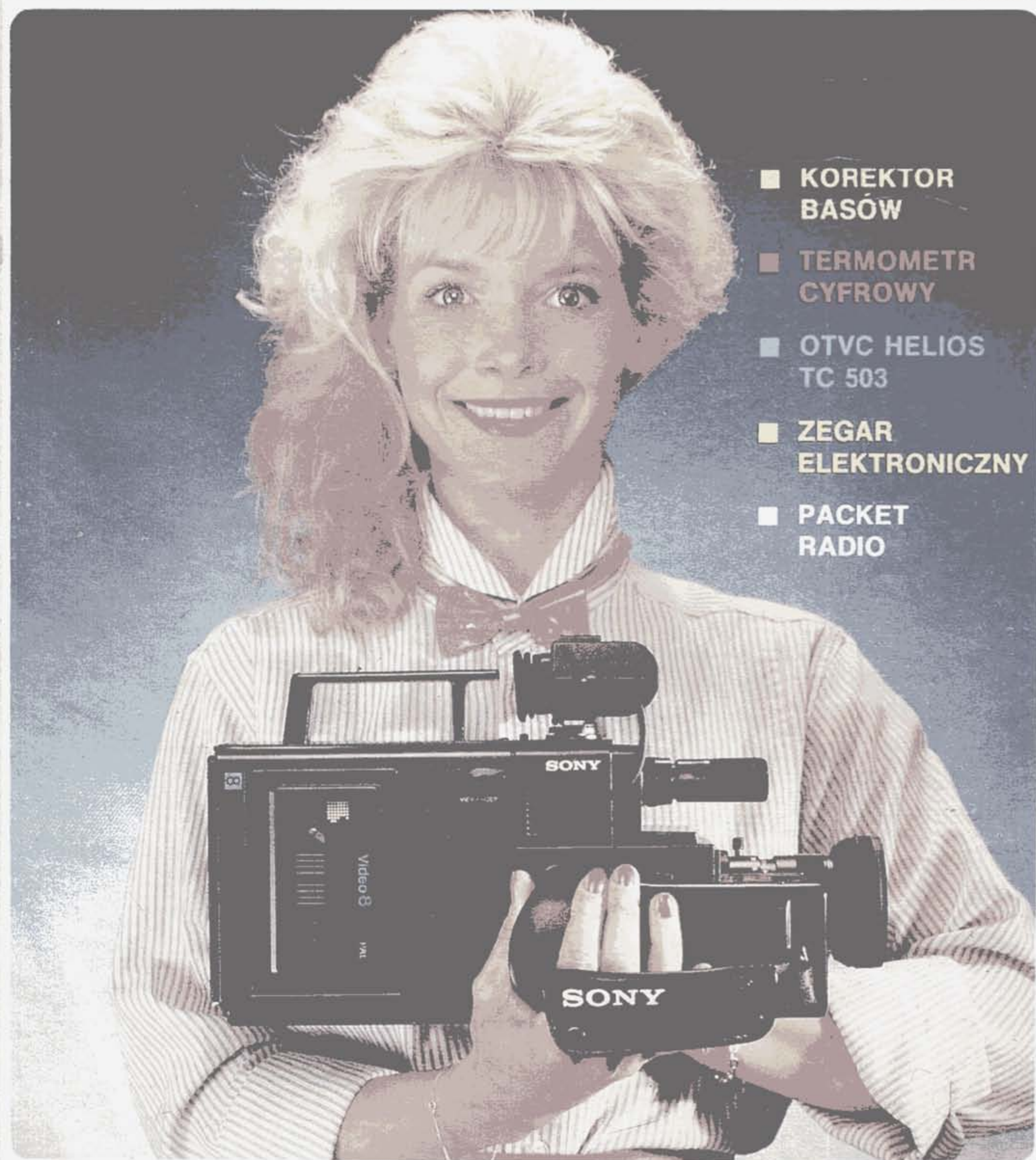
re

RADIOELEKTRONIK

Czasopismo wydawane przy współpracy STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

I '89



PL ISSN 0137 6802

Nowości z Diory. ZR Diora stale występują z czymś nowym, szkoda tylko że nie na rynek wewnętrzny. Warto jednak wiedzieć, co ewentualnie może trafić i na rynek krajowy.

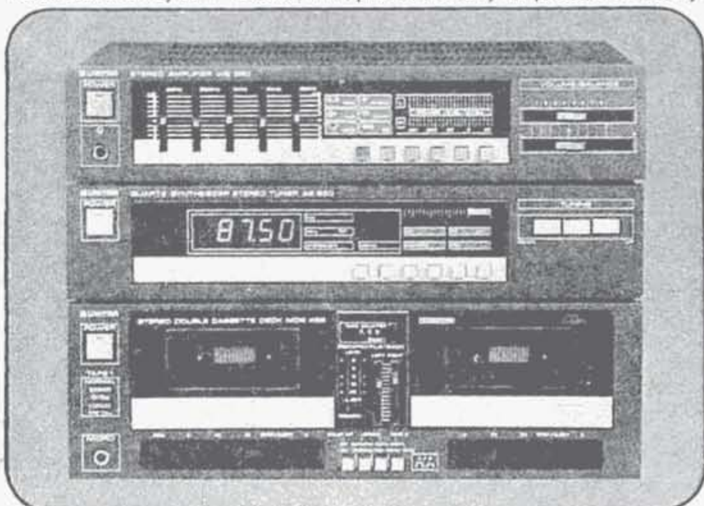
Zestaw Hi-Fi-Midi-055S (fot. niżej) składa się z tunera AS-950, wzmacniacza WS-350 oraz dwukasetowego magnetofonu (deck) MDS-455. Tuner AS-950 z syntezą częstotliwości i jej cyfrowym odczytem ma zakresy D-S-U (OIRT lub CCIR) z możliwością zaprogramowania 50 stacji. Wzmacniacz WS-350 o mocy 2×33 W (sinus) przy zniekształceniach nieliniowych 0,02% i intermodulacyjnych 0,10% w pasmie 20 Hz÷20 kHz jest wyposażony w pięciopunktowy korektor graficzny, stosunek sygnału do szumu wynosi 100 dB, a separacja kanałów 65 dB/1 kHz. Magnetofon MDS-455 zawiera układ Dolby-B, umożliwia kopiowanie ze zwiększoną prędkością. Istnieje też wersja tego zestawu z tunerem analogowym 055A.

Zestaw Midi-054 składa się z tunera AS-254, wzmacniacza 2×30 W typu WS-354 oraz magnetofonu MDS-454.

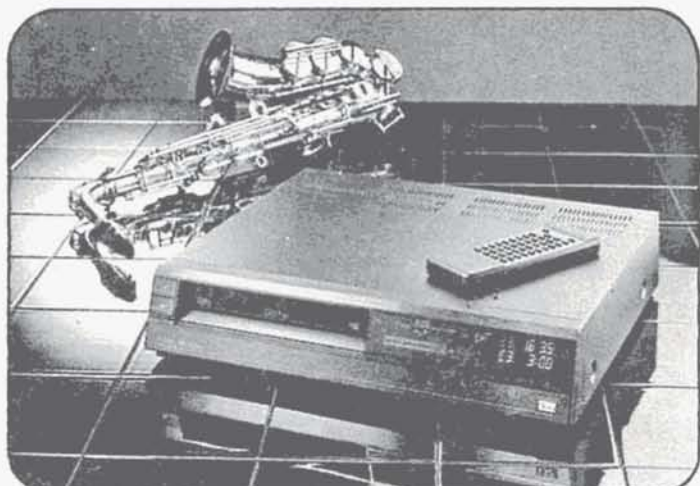
Magnetowidy VHS typu MVD-101, MVD-102 są wyposażone w tunery z syntezą napięciową (programowanie 16 stacji), 14-dniowy timer dla czterech programów, stop-klatkę i możliwość szybkiego podglądu w obu kierunkach. Zainstalowane eurozłącze umożliwia łatwą współpracę z nowoczesnym sprzętem TV. Najnowszą wersją jest magnetowid MVD-105, który umożliwia ponadto elektroniczny montaż obrazu. Warto zaznaczyć, że w tych urządzeniach zastosowane są dyski z głowicami wizyjnymi oraz układy scalone toru sygnałowego produkowane przez firmę Philips.

I jeszcze wyroby nie tak spektakularne jak sprzęt finalny, ale dla niego niezbędne. Są to silniki napędowe do magnetowidów, wyposażone we współpracującą elektronikę.

SCM-101, to dwufazowy, bezszczotkowy silnik 12-biegunowy zasilany napięciem 12 V, przeznaczony do stosowania jako silnik centralny przesuwu taśmy. SCM-201 jest trójfazowym silnikiem 12 V o prędkości obrotowej 1500 obr/min, służącym do bezpośredniego napędu dysku z głowicą wizyjną. SCM-301, to trójfazowy silnik 8-biegunowy z wbudowanym generatorem częstotliwości, o prędkości obrotowej 60÷180 obr/min, przeznaczony do przesuwu taśmy.



Magnetowid z cyfrowym sterowaniem. Magnetowid VR 3998 HiFi VPS Digital (fot. wyżej) reklamuje jego producent (Schaub Lorenz) jako swoje szczytowe osiągnięcie. Cyfrowa pamięć obrazu zapewnia doskonałą jakość stop-klatki również przy odtwarzaniu wielofazowym, jest też 16-krotny zoom, czyli powiększenie wycinka obrazu, możliwość odwracania obrazu przy odtwarzaniu, regulowana lupa czasowa, obraz mozaikowy i efekt solaryzacji. Te funkcje umożliwia zastosowana w magnetowidzie pamięć DRAM o pojemności 1,5 megabajta. Do zapamiętywania sygnału luminancji wykorzystano dwa multipleksowane bloki pamięci 320×256×6 bajtów, zapewniające zdolność rozdzielczą obrazu w poziomie ok. 500 punktów. W jeszcze jednym takim multipleksowanym bloku jest zapamiętywana informacja o kolorze, czyli składowe (B-Y) oraz (R-Y). Przy odtwarzaniu wielofazowym jednocześnie pokazuje się wiele faz określonego ruchu. Ekran zostaje wtedy podzielony na 9 równych części. W środkowej części ukazuje się program bieżący z magnetowidu lub telewizora, w pozostałych widocznych jest 8 stałych obrazów, wybranych z odbieranego programu co określony czas: od 0,1 do 1 s. Po odtworzeniu ósmej pozycji stałej, program wybiera je od nowa lub użytkownik może te pozycje zatrzymać dowolnie długo. Przycisk „zoom" umożliwia powiększenie środka obrazu w trzech stopniach lub też podzielenie obrazu na cztery równe pola i powiększenie każdego z nich na cały ekran. Jest też możliwość uzyskania „obrazu w obrazie" — jednoczesnego odtwarzania programu TV i z magnetowidu. Drugi obraz jest kolorowy o wymiarach pocztówki, umieszczonej w jednym z rogów ekranu (dowolnie wybranym) i oczywiście bez dźwięku. Oba te obrazy można w każdej chwili dowolnie zamieniać miejscami, dźwięk jest odtwarzany tylko dla obrazu zajmującego cały ekran. Tzw. TV-Multiprogram polega na podziale ekranu na 9 jednakowych pól i na każdym z nich jest pokazywany (bez dźwięku) obraz stały, pobrany z dziewięciu różnych programów. Obrazy te odnawiają się co sekundę. Wymagany program przywołuje się na cały ekran wraz z fonią. Obrazy mozaikowe i solaryzowane rozszerzają możliwości tworzenia efektów przy własnej produkcji filmów wideo. Istnieją też dwa systemy poszukiwania odpowiednio oznakowanych miejsc na taśmie kasety (znakowania dokonuje użytkownik), umożliwiające znalezienie opatrzonego kodem miejsca nagrania. Dźwięk jest oczywiście hi-fi stereo o dynamice ≥ 90 dB, dodatkowo do dyspozycji jest jedna ścieżka mono. Magnetowid ten pracuje w systemie VHS dla standardów telewizyjnych PAL i SECAM-DDR (odstęp fonii 5,5 MHz). Użytkownik dysponuje możliwością zaprogramowania funkcji na 365 dni (!) na przód dla 6 programów, przy czym wszystko odbywa się zdalnie. „Hiperbandowa" głowica (wszystkie pasma nadawane i kablowe) z syntezą częstotliwości umożliwia programowanie 32 stacji. Dwa eurozłącza dla wejść/wyjść audio i wideo, gniazdo Cinch wejścia/wyjścia fonii i gniazdo słuchawkowe określają możliwości komunikowania się magnetowidu ze światem zewnętrznym.



Wielka komora do badania odporności urządzeń na zakłócenia elektromagnetyczne. Firma Siemens wybudowała, w swoim ośrodku w Monachium, wielką komorę (20×13×8 m) przeznaczoną do badania odporności urządzeń elektronicznych na oddziaływanie zewnętrznych pól elektromagnetycznych oraz badania zakłóceń emitowanych przez same urządzenia. Komora jest ekranowana od wpływu zewnętrznych pól elektromagnetycznych, a jej ściany są pokryte ostrosłupami nasyconymi grafitem, zapobiegającymi powstawianiu fal odbitych wewnątrz komory. Na fot. niżej jest widoczny samochód, którego instalacje i urządzenia elektroniczne są badane pod kątem odporności na określone pola elektromagnetyczne, promieniowane z widocznej anteny. Na masce samochodu jest ustawiony miernik natężenia pola elektromagnetycznego. Jak wiadomo, problem kompatybilności elektromagnetycznej rozmaitych służb telekomunikacyjnych i urządzeń elektrycznych i elektronicznych nabiera coraz większej ostrości.



OGŁOSZENIA

Za treść ogłoszeń, ani za rzetelność realizacji zawartych w nich ofert Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności. Ogłoszenia drobne (do 50 słów) w cenie 200 zł za słowo przyjmuje Dział Ogłoszeń i Reklamy WCIKT SIGMA, ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa. Tel. 31-93-65 od godz. 9—15.

„**Mikroelektronika** od podstaw dla każdego". Błyskawicznie, tanio, rewelacyjną metodą — od prawa Ohma do poznania możliwości i wnętrza mikrokomputerów. Wysyłkowa sprzedaż wiedzy oraz płytek do samodzielnego montażu mikrokomputera CA 80 ukierunkowanego na sterowania. Szczegółowa, wielotomowa dokumentacja. Koperta zwrotna ze znaczkiem. Zawsze aktualne. „MIK" Stanisław Gardynik, ul. Olszowa 68, 05-090 Raszyn EO/997/87

Telewizyjne głowice zintegrowane (typ ZTG) naprawiam. Roczna gwarancja. Mgr inż. Adam Skubis, ul. Karłowicza 2/7, 44-200 Rybnik (można przesłać pocztą). Zawsze aktualne. EO/1033/87

Dyskotekowe efekty świetlne, kompletne sterowniki i miksery efektów w różnych wersjach. Rampy, reflektory i stroboskopy z soczewkami lub filtrami w 8 kolorach. Poleca Zakład Elektroakustyki Profesjonalnej, Stanisław Łyp, ul. Buczka 27/132, 43-300 Bielsko-Biała. Informacje, tel. 443-41, wtorki 9^{00}—15^{00}. Wystawiamy rachunki dla instytucji. Gwarantujemy wykonawstwo instalacji, montaż i serwis. EO/1048/87

Sprzedam i przyjmę zamówienia na różne części elektroniczne przydatne dla radioamatorów-hobbystów, elektroników, profesjonalistów, rzemieślników (rachunki). Górski, 05-070 Sulejówek, skr. 8. EO/1173/87

Tłumaczę fachowo teksty niemieckie — informatyka, elektronika. A. Bochniak, Os. Słoneczne 16/10, 31-958 Kraków, tel. dom — 44-33-75, praca 44-46-66, w. 76-77. EO/50/88

Wykonuję obwody drukowane metodą fotochemiczną, 1- i 2-stronne, wyłącznie w dużych seriach. „KASEL". Mgr inż. Jacek Kasperski, ul. Bitwy Oliwskiej 26, 80-339 Gdańsk-Oliwa, tel. 53-08-67 wieczorem. EO/259/88

Wykonuję obwody drukowane — Leszek Kaźmierski, Pomorska 29/3, 50-216 Wrocław. EO/262a/88

Wysyłkowa sprzedaż uniwersalnych płytek drukowanych, laminatu, chemikalii. Katalog wysyłam po otrzymaniu zaadresowanej koperty zwrotnej ze znaczkiem. Leszek Kaźmierski, Pomorska 29/3, 50-216 Wrocław. EO/262b/88

Sprzedam magnetowid MTV 50 (mało używany, produkcja 1984 r.) oraz nie nagrane kasety. Proszę o oferty z ceną. Zakład Radiowy Stanisław Chęciński, ul. Bielska 11, 09-400 Płock. EO/295/88

EGZEMPLARZE ARCHIWALNE CZASOPISMA można nabyć w Klubie Prasy Technicznej w Warszawie, ul. Mazowiecka 12 (tel. 27-43-65) lub zamówić w Dziale Handlowym Wydawnictwa, ul. Bartycka 20, 00-950 Warszawa, skr. poczt. 1004 (tel. 40-37-31).

re RADIOELEKTRONIK 1'89

STYCZEŃ 1989 ● ROCZNIK XXXX (116)

Czasopismo wydawane przy współpracy STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

Z KRAJU I ZE ŚWIATA (II okł.)
2 ELEKTROAKUSTYKA Korektor basów
4 Konwencjonalny wzmacniacz m.cz. o mocy 50 W
5 NOWA TECHNIKA I TECHNOLOGIA Nowy nośnik zapisu cyfrowego
6 TECHNIKA RTV Telewizyjny wzmacniacz szerokopasmowy
7 SERWIS RTV Dobieranie układów scalonych U416B w radiomagnetofonach ZRK
8 MIERNICTWO Termometr cyfrowy 0÷300°C
10 KLUB MŁODYCH ELEKTRONIKÓW Poradnik Elektronika. Diody (1).
12 Domofon „Reksio 2"
13 PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE Moduł zegarowy MZ-06
15 SCHEMATY Odbiornik telewizyjny Helios TC 503
21 RADIOKOMUNIKACJA Packet-radio
23 ELEKTRONIKA w SAMOCHODZIE Zegar ACzZ-1 do samochodu Łada
23 ELEKTRONIKA w DOMU Układ sterowania oświetlenia
24 Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ Zdalne włączanie OTVC „Jowisz"
26 Usprawnienie radioodbiornika „Meridian 202"
27 KRÓTKOFALOWIEC POLSKI
29 Z PRASY ZAGRANICZNEJ Dzwonek z dwoma melodiami
30 POMYSŁ I REALIZACJA Dźwiękowy włącznik światła
30 RÓŻNE Międzynarodowe Jesienne Targi Lipskie'88

Adres:
Redakcja „Radioelektronik"
ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa. Tel. 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE

red. nacz. — prof. dr inż. Andrzej Sowiński, **z-ca red. nacz.** — inż. Janusz Justat; **sekr. red.** — Halina Fiećko; **redaktorzy działów:** mgr inż. Tadeusz Górnicki, Eugenia Grudzińska, mgr inż. Leon Kossobudzki, dr inż. Michał Nadachowski, inż. Zdzisław Tkaczyk, mgr inż. Krystyna Prószyńska, mgr inż. Maria Tronina, inż. Jerzy Węglewski SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort

Redaktor techniczny: Henryk Wieczorek. **Laboratorium:** mgr inż. Leszek Halicki.

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy.
Zastrzegamy sobie prawo skracania i adiustacji nadesłanych artykułów.

Opisy urządzeń i układów elektronicznych oraz ich usprawnień, zamieszczone w „Radioelektroniku" mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Wykorzystywanie ich do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody autora opisu.
Przedruk całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Radioelektroniku" jest dozwolony po uzyskaniu zgody redakcji.

SIGMA *WYDAWNICTWO CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH*
Przedsiębiorstwo Naczelnej Organizacji Technicznej

Prenumerata: kwartalna 360 zł, półroczna 720 zł, roczna 1440 zł. Informacji o warunkach prenumeraty udzielają miejscowe oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe.

dsp **Druk:** Zakłady Graficzne DOM SŁOWA POLSKIEGO w Warszawie. Zam. 4332/CD. Skład techniką fotograficzną. Nakład 210.000 egz. Ark. druk. 4,5. Cena 120 zł. Numer zamknięto 6.XII.1988 r. U-19

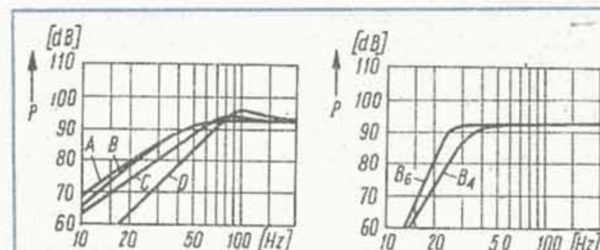
Korektor basów

W artykule rozpatrzono właściwości zespołów głośnikowych dotyczące przenoszenia w zakresie najmniejszych częstotliwości akustycznych oraz przedstawiono układ korektora, który może w wielu wypadkach polepszyć odtwarzanie basów przez zestaw urządzeń hi-fi.

Wielu miłośników dobrej muzyki posiada, zakupione za znaczne sumy bądź wykonane dużym nakładem pracy we własnym zakresie, dość dobre zespoły głośnikowe oraz wzmacniacze m.cz. o mocy kilkudziesięciu watów, a mimo to, nie są oni w pełni usatysfakcjonowani jakością odtwarzania nawet bardzo dobrze nagranych płyt i kaset. Jedną z częstych przyczyn tego jest nie dość dobre odtwarzanie najmniejszych częstotliwości akustycznych, czyli basów.

Dla pełnego zrozumienia zachodzących zjawisk i świadomego działania, którego celem jest polepszenie jakości odtwarzania muzyki, konieczne jest zapoznanie się z właściwościami obudów do głośników niskotonowych i ich wpływem na przenoszenie najmniejszych częstotliwości.

Posłużymy się charakterystykami przedstawionymi na rys. 1, dotyczącymi tego samego głośnika niskotonowego o średnicy 30 cm, wykorzystanego w różnych obudowach. Charakterystyka D, zdjęta przy głośniku wbudowanym do zbyt małej obudowy zamkniętej, nie ma praktycznego znaczenia, gdy chodzi o domowe zespoły hi-fi. Uwydatnia on częstotliwość 100 Hz, podbarwiając wyraźnie dźwięki. Charakterystyki A, B i C mają spadek o nachyleniu 12 dB/okt, przy czym z ich przebiegu wynika wyraźnie, że zastosowanie korekcji elektrycznej o około 6 dB w zakresie częstotliwości 30÷40 Hz dałoby niewątpliwie dobry rezultat. Dotyczy to szczególnie charakterystyk A i B, które odpowiadają małym wartościom dobroci zespołu (Q ≈ 0,5) i zapewniają dobre przetwarzanie przebiegów impulsowych oraz brak jakiegokolwiek podbarwiania dźwięków częstotliwością rezonansową zespołu. Krzywa B4 odpowiada dobrze zaprojektowanej, dużej obudowie z otworem (bass-refleks), nastrojonej na częstotliwość rezonansową 25 Hz. Charakterstyka B6 przedstawia korzyści zastosowania korekcji elektrycznej, dotyczy ona bowiem aktywnego zespołu głośnikowego z otworem, w którym zastosowano korekcję elektryczną przenoszenia w zakresie najmniejszych częstotliwości.



Rys. 1. Charakterystyki przenoszenia głośnika niskotonowego o średnicy 30 cm w różnycl warunkach (głośnik Isophon PSL300 o parametrach: f_S — 27 Hz, Q_{TS} — 0,30, V_{AS} — 210 dcm³, moc — 100 W)

A — obudowa zamknięta o objętości (netto) 155 dm³, B — obudowa zamknięta — 90 dm³, C — obudowa zamknięta — 35 dm³, D — obudowa zamknięta — 16 dm³, B — obudowa z otworem — 160 dm³, B_6 — obudowa z otworem — 100 dm³ oraz korekcja elektryczna basów

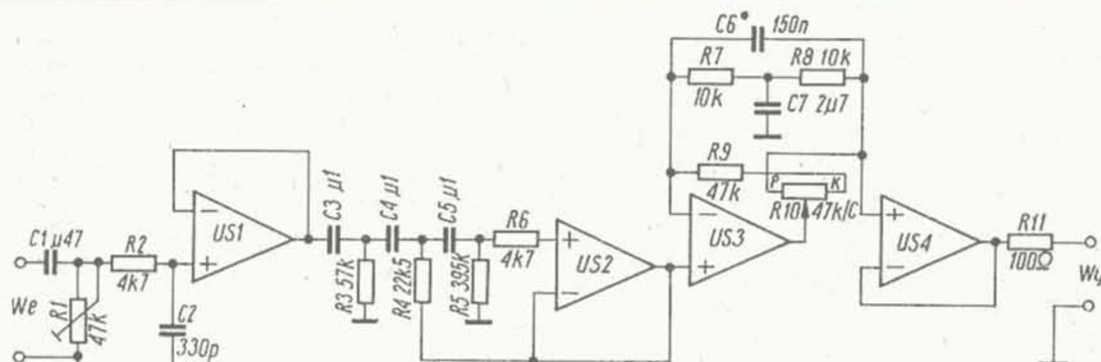
Z przedstawionych charakterystyk wynika, jak różne wyniki można uzyskać w zależności od warunków pracy tego samego głośnika niskotonowego, podobnego pod względem parametrów do głośnika krajowego GDN 30/80. Wynika również, że korekcja elektryczna przebiegu charakterystyki może dać wydatną poprawę przenoszenia w zakresie najmniejszych częstotliwości.

Warto zwrócić uwagę na to, że konwencjonalny regulator barwy dźwięku we wzmacniaczu, działający w zakresie częstotliwości mniejszych niż 800 Hz lub nawet niż 300 Hz, nie daje w pełni pożądanego efektu, bowiem powoduje wybitne uwypuklenie tonów leżących w zakresie 100÷250 Hz, co wpływa niekorzystnie na barwę muzyki, wobec maskowania tymi tonami innych dźwięków, bez nadania słuchanemu utworowi pożądanej soczystości, związanej z „prawdziwymi basami" leżącymi w zakresie 70÷30 Hz. Odtwarzanie jeszcze niższych tonów nie bierzemy pod uwagę ze względu na nieproporcjonalnie duże trudności techniczne i bardzo rzadkie ich występowanie w materiale fonograficznym.

Z przedstawionych rozważań wynika, że potrzebny jest korektor elektroniczny o charakterystyce dobranej do charakterystyki posiadanego zespołu głośnikowego, który podnosiłby przebieg charakterystyki o 4÷9 dB. Korektor taki może rozszerzyć pasmo słyszanych tonów składowych audycji muzycznej o około jedną oktawę w dół, a jest to bardzo dużo. O ograniczeniach stosowania takiej korekcji piszemy w końcowej części artykułu.

Schemat korektora jest przedstawiony na rys. 2.

Korektor jest przeznaczony do włączenia między przedwzmacniacz i wzmacniacz mocy. Impedancja wejściowa układu wynosi 47 kΩ. Pojemność kondensatora C1 jest tak dobrana, że osłabiane są przebiegi infradźwiękowe o częstotliwości mniejszej niż 10 Hz. Układ RC składający się z



Rys. 2. Schemat korektora basów

rezystora R2 i kondensatora C2 osłabia sygnały o częstotliwości większej niż 100 kHz, co jest istotne dla prawidłowego działania wzmacniacza mocy. Jeżeli posiadany wzmacniacz mocy nie budzi zaufania co do szerokiego pasma przenoszenia, lepiej jest ograniczyć pasmo częstotliwości do 50 lub nawet 30 kHz (kondensator C2 powinien mieć wartość odpowiednio 680 lub 1000 pF).

Stopień z układem scalonym US1 zapewnia, dzięki małej wartości impedancji wyjściowej, prawidłowe działanie następującego po nim filtra górnoprzepustowego o dużej stromości zbocza (18 dB na oktawę). Filtr ten skutecznie osłabia wszystkie składowe sygnału o częstotliwościach mniejszych niż 20 Hz, mogące wpływać szkodliwie na pracę wzmacniacza i głośników niskotonowych, a nie mających znaczenia dla jakości brzmienia audycji muzycznej, odtwarzanej w warunkach domowych.

Pojemności kondensatorów C3, C4 i C5 powinny być sprawdzone, a rezystory R3, R4 i R5 powinny mieć wartości dokładnie takie, jak podano na schemacie (w razie potrzeby należy połączyć ze sobą 2—3 rezystory). Filtr ten jest typu aktywnego, współdziała bowiem z układem scalonym US2.

Układ scalony US3 wraz z przyłączonymi elementami RC tworzy właściwy korektor basów. Mostek typu T, utworzony z rezystorów R7 i R8 oraz kondensatorów C6 i C7, wykazuje największą impedancję przy określonej częstotliwości. Ponieważ jest on włączony w obwód pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, przy tej więc częstotliwości układ będzie miał największe wzmocnienie. Układ taki może zwiększyć wzmocnienie sygnałów o wybranej częstotliwości o 6÷10 dB. Potencjometr R10 służy do regulowania wartości wzmocnienia układu, czyli za jego pomocą jest możliwa zmiana stopnia korekcji basów.

Wartość pojemności kondensatora C6 powinna zostać dobrana podczas prób działania korektora (najbardziej prawdopodobne wartości: 100, 150, 220, 270 nF). Jeżeli potrzebna jest korekcja składowych o częstotliwości 60÷80 Hz, należy zastosować kondesator C7 o pojemności 1,5 μF, a pojemność kondensatora C6 dobierać w zakresie 68÷150 nF.

Układ scalony US4 zapewnia małą impedancję wyjścia całego korektora, dzięki czemu może on sterować praktycznie dowolny wzmacniacz mocy. Może się okazać, że jest potrzebne oddzielenie wyjścia korektora od wejścia wzmacniacza za pomocą kondensatora. W takim wypadku należy zastosować dwa kondensatory elektrolityczne połączone przeciwstawnie.

Korektor powinien być zasilany symetrycznym napięciem ±13 do 15 V, w miarę możliwości stabilizowanym, lecz koniecznie dobrze wygładzonym. Doprowadzenia napięcia zasilającego do końcówek układów scalonych powinny być zablokowane kondensatorami o pojemności 0,1 μF.

Zaleca się użycie dobrej jakości wzmacniaczy operacyjnych, np. typów TLO72, NE5532N (te układy scalone zawierają po dwa wzmacniacze operacyjne w jednej obudowie). W razie braku lepszych można zastosować krajowe wzmacniacze operacyjne ULY7701N (wymagają zastosowania kompensacji zewnętrznej) lub ULY7741N.

Rozpatrzmy, jak należy wykorzystać opisany korektor i jakie „niebezpieczeństwa" są z tym związane. Z przebiegu charakterystyk A, B i C na rys. 1 wynika, że bardzo ważne jest wybranie właściwej częstotliwości korekcji. Powinna ona odpowiadać częstotliwości, przy której charakterystyka ciśnienia akustycznego zespołu głośnikowego opada o około 6 dB. Tylko wówczas korekcja basów da optymalny wynik, bowiem polepszy wydatnie przenoszenie najmniejszych częstotliwości przez dany zespół głośnikowy. Chodzi bowiem o to, aby przez zastosowanie korekcji elektrycznej wyrównać nieco spadek charakterystyki zespołu głośnikowego.

Próba korygowania składowych o częstotliwości zbyt małej nie da dobrych rezultatów, bowiem należy pamiętać, że już korekcja o 6 dB odbywa się kosztem wytwarzania przez wzmacniacz mocy czterokrotnie większej. Korygowanie charakterystyki o 12 dB wymaga 16-krotnego zwiększenia mocy. Łatwo więc można spowodować przesterowanie wzmacniacza bez uzyskania pożądanego efektu akustycznego. Dodać trzeba, że charakterystyka przenoszenia powinna być „gładka", a więc skutkiem korekcji powinno być określone podniesienie opadającej charakterystyki przenoszenia, stanowiące naturalne przedłużenie jej części poziomej. Dobrze dobrana korekcja spowoduje wyrównanie charakterystyki na pewnym jej odcinku oraz zwiększy stromość jej opadania ku częstotliwościom najmniejszym (porównaj przebiegi charakterystyk B4 i B6 na rys. 1).

W wypadku zespołów głośnikowych zamkniętych pożądaną częstotliwość nastrojenia korektora można oszacować teoretycznie, jeżeli są znane parametry Thiele'a i Small'a zastosowanego głośnika. Na przykład, bardzo dobre zespoły głośnikowe z głośnikami GDN 30/60/1 opisane w „Re" nr 9/1985, wykazują spadek charakterystyki o około −3 dB przy częstotliwości 55÷60 Hz. Zakładając, że korekcja wyniesie do 6÷8 dB, najodpowiedniejszą częstotliwością będzie 40÷45 Hz.

Ocenę częstotliwości korekcji można również przeprowadzić doświadczalnie posługując się generatorem akustycznym lub frekwencyjną płytą testową.

Po wykonaniu korektora należy wykonać kilkanaście prób posługując się generatorem, płytą testową oraz odtwarzając zapis kilku płyt lub kaset z muzyką bogatą w najniższe dźwięki (organy, wielki bęben, gitary basowe, kontrabas itd.).

Szczególnie celowe jest zastosowanie korekcji wówczas, gdy niskotonowy zespół głośnikowy jest zasilany z oddzielnego wzmacniacza. Mniejsza jest wówczas możliwość powodowania zniekształceń wskutek przesterowywania wzmacniacza przebiegami o bardzo małej częstotliwości i wielkiej wartości amplitud.

Wówczas, gdy stosuje się korekcję w torze wzmacniacza mocy wzmacniającego całe pasmo częstotliwości akustycznych, najlepsze efekty daje wykorzystanie korektora basów podczas odsłuchu muzyki z umiarkowaną głośnością.

Jest możliwe stosowanie korekcji basów również w wypadku posiadania mniejszych zespołów głośnikowych z głośnikami niskotonowymi o średnicy 20÷25 cm, jednak stosunek nakładów związanych z wykonaniem korektora do uzyskanego efektu pogorszy się. Należy bowiem pamiętać, że akustyczna rezystancja promieniowania głośnika w zakresie małych częstotliwości akustycznych zmienia się proporcjonalnie do kwadratu powierzchni skutecznie drgającej części membrany. Głośnik niskotonowy o średnicy 20 cm ma membranę o powierzchni wynoszącej w przybliżeniu 40% powierzchni membrany głośnika o średnicy 30 cm. Rezystancja akustyczna promieniowania sygnału o określonej częstotliwości jest więc 5÷6 razy mniejsza.

Jak trudno jest uzyskać duże natężenie dźwięku w zakresie najmniejszych częstotliwości akustycznych, niech świadczą następujące dane. Załóżmy, że membrana głośnikowa o średnicy 30 cm drga ze stałą amplitudą 2,5 mm. Głośnik jest wbudowany do dużej obudowy i pomiar jest wykonywany w warunkach wolnej przestrzeni. W odległości 1 m od głośnika uzyska się następujące wartości natężenia dźwięku: 100 dB przy 60 Hz, 94 dB przy 40 Hz, 89 dB przy 30 Hz, 82 dB przy 20 Hz. Zwiększenie amplitudy drgań membrany głośnika do 5 mm, zwiększy natężenie dźwięku o 6 dB. *A.W.*

LITERATURA

[1] Horst M.: Variable Frequenzweiche. „Funkschau" nr 18/1981
[2] Wasser G.J. Wasserwerk. „Elektor-Plus" nr 4 □

Konwencjonalny wzmacniacz m.cz. o mocy 50 W

W artykule przedstawiono schemat i krótki opis wzmacniacza mocy, który może być wykonany z elementów produkcji krajowej. Układ wzmacniacza jest konwencjonalny, względnie łatwy do uruchomienia i wyregulowania. Wzmacniacz może być wykonany w różnych wersjach konstrukcyjnych, zależnie od jego przeznaczenia. Może to być przenośny wzmacniacz estradowy, dodatkowy wzmacniacz niskotonowy, uzupełniający posiadany wzmacniacz hi-fi, bądź stereofoniczny wzmacniacz (dwa wzmacniacze w jednej obudowie) do zestawu domowego.

Schemat wzmacniacza jest przedstawiony na rys. 1.

Kondensator C1 wpływa na osłabienie sygnałów w.cz., które mogą przedostawać się do wejścia wzmacniacza. Stopień z tranzystorami T1 i T2 jest klasycznym wzmacniaczem różnicowym, wyposażonym w statyczne źródło prądowe z tranzystorem T3. Przebiegi zmienne otrzymywane na rezystorze nastawnym R2 są doprowadzane do bazy tranzystora T4, który pracuje w układzie wzmacniacza napięciowego o dużym współczynniku wzmocnienia. W obwodzie kolektorowym tego stopnia za iosowano układ typu bootstrap z kondensatorem C5 o dużej pojemności. Stopień ten steruje komplementarny wzmacniacz mocy utworzony z tranzystorów T8, T9, T10, T11, T12 i T13. Konieczność użycia tak znacznej liczby tranzystorów wynika z małej wartości współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystorów T12 i T13.

Tranzystor T5 służy do ustalenia wartości prądu spoczynkowego tranzystorów mocy (T12 i T13) oraz stabilizuje ustaloną wartość tego prądu podczas zmian temperatury.

Kondensatory C3, C4 i C6 ograniczają pasmo wzmacnianych częstotliwości i przeciwdziałają wzbudzaniu się wzmacniacza w zakresie częstotliwości ponadakustycznych.

Diody D5 i D6 zabezpieczają tranzystory mocy od ewentualnych przepięć.

Pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego, obejmującego cały wzmacniacz, tworzą rezystory R3 i R4 oraz kondensator C2 złożony z dwóch kondensatorów elektrolitycznych połączonych przeciwstawnie. Takie rozwiązanie jest konieczne wobec możliwości występowania na wyjściu wzmacniacza niewielkiego napięcia stałego dodatniego bądź ujemnego, zależnie od wyregulowania symetrii względem napięć zasilających. Stosunek rezystancji R3 do R4 wpływa na wartość wzmocnienia napięciowego wzmacniacza (powinno ono wynosić ok. 20).

Do wyjścia wzmacniacza jest przyłączony układ RC (R10, C9) kompensujący w jakimś stopniu zwiększanie się impedancji zespołu głośnikowego wraz ze zwiększaniem częstotliwości wzmacnianego sygnału. Sprzyja to stabilnej pracy wzmacniacza. We wzmacniaczu zastosowano układ zabezpieczający z tranzystorami T6 i T7. Rezystory R6, R7 i R8, R9 tworzą dzielniki napięcia tak dobrane, że tranzystory T6 i T7 nie przewodzą (są zamknięte). Wówczas, gdy występuje przesterowanie wzmacniacza, występujące wartości amplitudy napięcia powodują otwieranie tych tranzystorów (przebiegi dodatnich połówek napięcia sterującego otwierają tranzystor T6, a przebiegi ujemnych połówek — T7), co ogranicza zakres prądowego wysterowania tranzystorów T8 i T9 i tranzystorów mocy. Ten sam układ zabezpiecza również wyjścia wzmacniacza przed skutkami zwarcia.

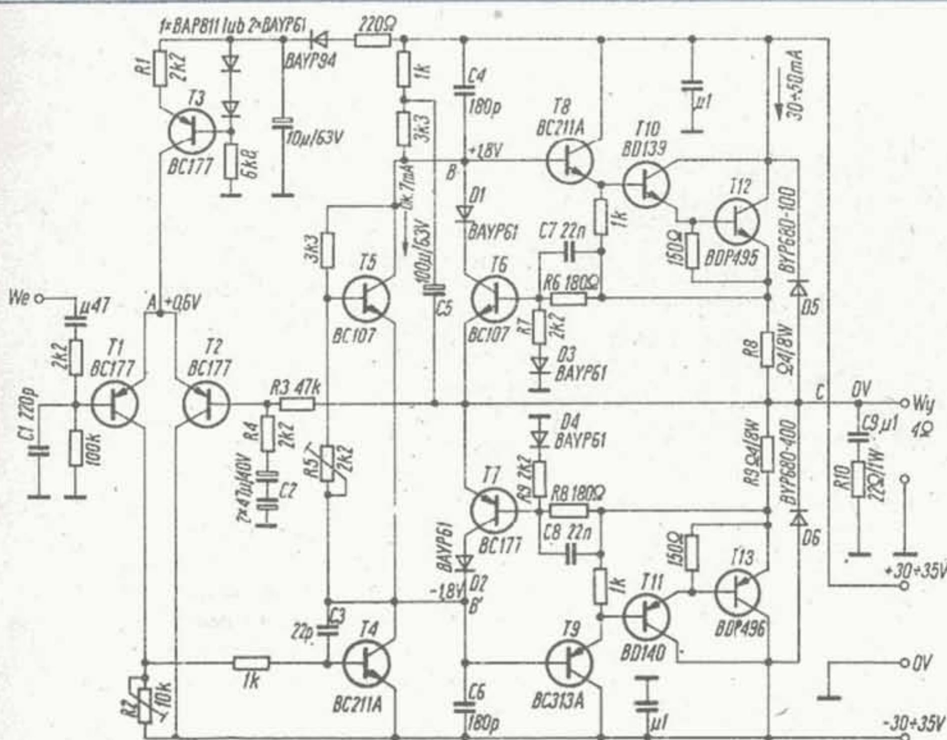
Działa on wówczas następująco: gdy wyjście Wy jest zwarte, natężenie prądu płynącego przez tranzystory mocy i rezystory R8, R9 ma dużą wartość. Napięcie występujące na tych rezystorach otwiera (przez rezystory R6 i R7) tranzystory T6 i T7, redukując wysterowanie stopni końcowych wzmacniacza.

Schemat zasilacza do wzmacniacza mocy jest przedstawiony na rys. 2.

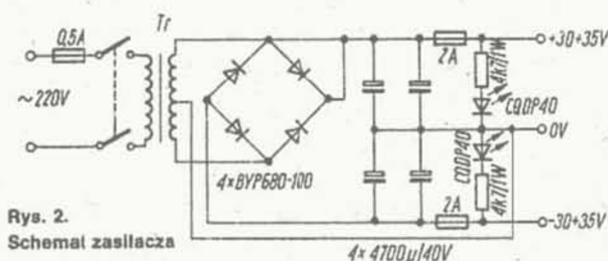
Transformator sieciowy Tr powinien dawać napięcie o wartości 2 × 23 V do 2 × 27 V.

Moc transformatora powinna wynosić 100 ÷ 120 VA.

Uruchomienie wzmacniacza zaleca się przeprowadzić w następujący sposób. Sprawdzić działanie zasilacza i wartości napięć na jego wyjściu. Rezystor nastawny R2 ustawić tak, aby jego rezystancja wynosiła ok. 5 kΩ. Rezystor R5 ustawić na najmniejszą wartość rezystancji. Bazę tranzystora T10 odłączyć od emitera tranzystora T8 i połączyć prowizorycznie



Rys. 1. Schemat wzmacniacza mocy



Rys. 2. Schemat zasilacza

z przewodem Wy wzmacniacza. Podobnie, odłączyć bazę tranzystora T11 od emitera tranzystora T9 i połączyć ją prowizorycznie z Wy.

Połączyć zasilacz ze wzmacniaczem i włączyć go do sieci. Sprawdzić miliamperomierzem natężenie prądu płynącego w obwodzie kolektorowym tranzystora T4. Jego wartość powinna wynosić 6÷8 mA. Jeżeli wynosi więcej, należy zmniejszyć wartość rezystancji rezystora nastawnego R2.

Następnie trzeba sprawdzić symetryczność rozkładu napięć zasilających. W tym celu należy pomierzyć napięcie występujące między wyjściem Wy i masą wzmacniacza połączoną z zaciskiem „0" zasilacza. Regulując rezystor R2 trzeba sprowadzić tę wartość do kilkunastu miliwoltów. Teraz należy zwiększyć wartość rezystora nastawnego R5 tak, aby napięcie stałe w miejscach B i B' wynosiło ok. 1,5 V. Jeżeli w tej fazie uruchomiania wzmacniacza do jego wejścia zostanie doprowadzony sygnał zmienny, między emiterami tranzystorów T8 i T9 wystąpi wzmocniony sygnał, co można stwierdzić, przyłączając woltomierz na prąd zmienny połączony w szereg z kondensatorem foliowym o pojemności 2,2 μF. Podczas tej próby do wyjścia wzmacniacza powinien być przyłączony rezystor o wartości kilkunastu omów, bądź głośnik.

Po wyłączeniu napięcia należy usunąć prowizoryczne połączenie i połączyć bazy tranzystorów T10 i T11, odpowiednio, z emiterami tranzystorów T8 i T9. Po ponownym włączeniu napięcia należy sprawdzić wartość prądu spoczynkowego płynącego w obwodach kolektorowych tranzystorów T10, T12 i T11, T13. Zmieniając wartość rezystora R5 należy wartość tego prądu ustalić w zakresie 30÷50 mA. Następnie należy ponownie sprawdzić napięcie stałe występujące na wyjściu wzmacniacza i wyregulować rezystor R2 tak, aby było ono jak najmniejsze. Następnie należy przyłączyć zespół głośnikowy do wyjścia wzmacniacza i przystąpić do prób dynamicznych, doprowadzając sygnał do wejścia wzmacniacza.

Parametry wzmacniacza, a przede wszystkim zniekształcenia nieliniowe, zależą od zgodności charakterystyk tranzystorów mocy (zaleca się aby były one dobierane parami), charakterystyk pozostałych tranzystorów i wartości prądu spoczynkowego tranzystorów mocy.

Dobrze wykonany i wyregulowany wzmacniacz może mieć następujące parametry:

— moc znamionowa: 50 W (moc muzyczna 60÷70 W) na obciążeniu 4Ω
— pasmo przenoszenia: 30 Hz ÷ 16 kHz ±1,5 dB
— współczynnik zawartości harmonicznych: <1%
— odstęp sygnału od poziomu szumów: >70 dB
— znamionowe napięcie wejściowe: ok. 0,7 V
— rezystancja wejściowa >47 kΩ

R.T.

LITERATURA

[1] Feszczuk M.: Wzmacniacze elektroakustyczne. WKŁ 1982
[2] Praca zbiorowa: Układy amatorskich wzmacniaczy elektroakustycznych. WCiKT NOT SIGMA 1985
[3] Feszczuk M.: Zabezpieczenia we wzmacniaczach mocy. „Re" nr 2 i 3/1984

□

nowa technika i technologia

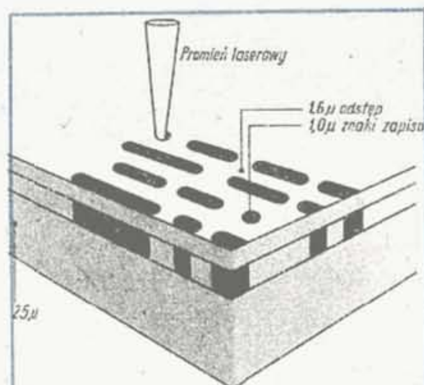


Nowy nośnik zapisu cyfrowego

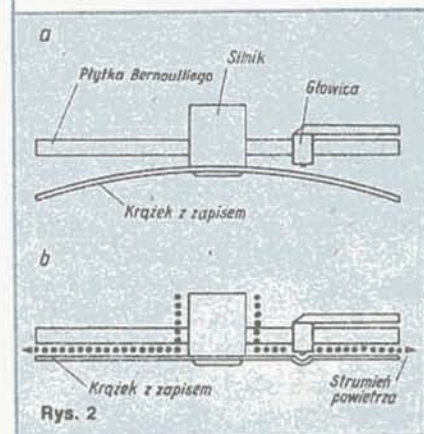
Znana, angielska firma ICI Electronics opracowała nowy nośnik bardzo gęstego zapisu cyfrowego, który nazwał „papierem cyfrowym" (Digital Paper). Zapis i odczyt odbywa się optycznie za pomocą promienia laserowego. Ten nowy wynalazek został przedstawiony po raz pierwszy na targach CeBIT'88.

Na rys. 1 jest przedstawiona struktura nowego nośnika z fragmentem zapisu. Jak widać, elastyczny nośnik nazwany „papierem" ma trzy warstwy: poliestrową warstwę nośną, polimerową warstwę zmieniającą barwę pod wpływem promienia laserowego i wierzchnią warstwę osłonną. Podczas zapisu promień laserowy „wypala" znaki, które pozostają trwale na nośniku w postaci ciemnych plamek. Technika odczytywania takiego zapisu jest dobrze znana od czasu wprowadzenia cyfrowych płyt fonicznych (CD) i podobnych płyt do zapisywania informacji.

Nośnik może być cięty na długie paski i przechowywany na szpulach, bądź cięty w formacie krążków i odczytywany podobnie jak dyskietki z zapisem magnetycznym, o czym jeszcze piszemy niżej. Główne zalety nowego nośnika zapisu cyfrowego to bardzo niski koszt oraz wielka pojemność. Firma ICI Electronics podaje, że taśma o długości 880 m i szerokości 0,5" ma pojemność do 600 gigabitów, co odpowiada 1000 dyskietek.



Rys. 1



Rys. 2

Taniość nośnika i wielka pojemność czyni go szczególnie odpowiednim do przechowywania informacji w takich dziedzinach, jak: medycyna, meteorologia, bankowość i innych. Oczywiście, nośnik, szczególnie w kształcie krążków, nadaje się do przechowywania i mniejszych zbiorów danych.

W dwóch firmach współpracujących z ICI Electronics prowadzone są prace nad opracowaniem i wyprodukowaniem odpowiednich urządzeń zapisujących oraz odczytujących.

Kanadyjska firma CREO opracowuje urządzenie do taśm, w tym do taśm o bardzo wielkiej pojemności do 1000 gigabitów (taśma o szerokości 35 mm i długości 880 m). Szybkość pracy urządzenia jest tak wielka, że średni czas dostępu do poszukiwanego miejsca zapisu wynosi 28 s.

Amerykańska firma IOMEGA wspólnie z BOSCO opracowuje urządzenia do zapisywania i odczytywania krążków o różnej średnicy. Zasada pracy urządzenia jest

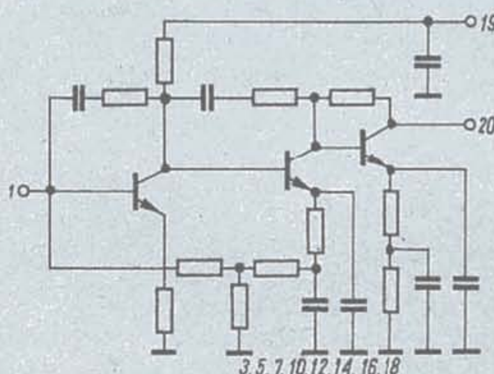
przedstawiona na rys. 2. Krążek z zapisem zostaje zamocowany do piasty silnika (rys. 2a) pod płytą Bernoulliego i optyczną głowicą odczytującą. Gdy urządzenie zostaje wprawione w ruch i płyta obraca się, następuje odczyt zapisu (rys. 2b). Do właściwego „dociśnięcia" płyty do głowicy odczytującej zostało wykorzystane zjawisko Bernoulliego, które polega na tym, że gdy powietrze przepływa po obu stronach jakiejś płytki z różnymi prędkościami, to występuje siła unosząca płytkę w kierunku strumienia o większej prędkości przepływu. W danym przypadku powietrze przepływające między płytą Bernoulliego i krążkiem z zapisem, powoduje unoszenie tego ostatniego ku górze i właściwe dociskanie do głowicy, z tym, że między głowicą i powierzchnią krążka pozostaje mikronowa szczelinka. Taki sposób prowadzenia nośnika z zapisem pod głowicą odczytującą wykazuje wiele zalet w porównaniu z zapisem na sztywnych płytach. Urządzenie odczytujące i krążki „papierowe" z zapisem cyfrowym mogą w pełni zastąpić dotychczas stosowane dyskietki z zapisem magnetycznym. Wydaje się, że nowy nośnik zapisu cyfrowego znajdzie szerokie zastosowanie tam, gdzie chodzi o wielkie liczby danych i gdzie koszty nośnika zapisu odgrywają istotną rolę. *R.T.* □



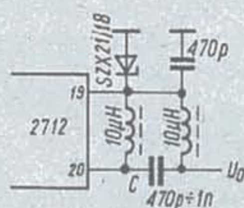
Telewizyjny wzmacniacz szerokopasmowy

Na tegorocznych Wiosennych Targach Lipskich VEB Kombinat Keramische Werke Hermsdorf wystawił hybrydowy wzmacniacz szerokopasmowy typ 2712, przeznaczony przede wszystkim do urządzeń telewizyjnych ale również jako wzmacniacz pomiarowy o zakresie częstotliwości 40 ÷ 800 MHz, np. w licznikach częstotliwości. Jest to cienkowarstwowy układ hybrydowy z układem elektrycznym zoptymalizowanym komputerowo, w którym zastosowano tranzystory w obudowach wa i wyjściowa 75 Ω, a zakres temperatur pracy −25 ÷ ÷ +55°C.

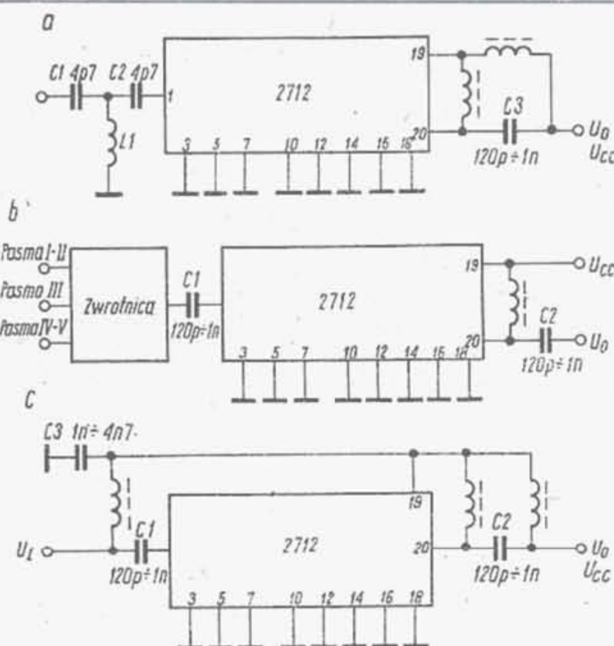
Sposób zasilania układu 2712 przez przewód koncentryczny z dodatkowym układem zabezpieczającym przed ujemnymi impulsami zakłócającymi (powstają one np. w rezultacie wyładowań atmosferycznych) przedstawiono na rys. 2, a różne możliwości zastosowań — na rys. 3. Wzmacniacz można równie dobrze wykorzystywać jako wzmacniacz w



Rys. 1. Schemat układu hybrydowego 2712



Rys. 2. Zasilanie układu 2712 przez wyjściowy przewód koncentryczny



Rys. 3. Zastosowanie układu 2712
a — wzmacniacz UHF (cewka powietrzna L1 — 1,5 zw. DNE 0,5, średnica nawinięcia 4 mm), b — telewizyjny wzmacniacz szerokopasmowy, c — wzmacniacz kablowy

„stripline" o częstotliwości granicznej 2 G Uzyskano wzmocnienie mocy ⩾ 23 dB i nierównomierność charakterystyki amplitudowej ⩽ 1 dB przy maksymalnym sygnale wyjściowym 100 dB µV.

Wewnętrzny schemat układu przedsta ono na rys. 1.

Wzmacniacz ten jest zasilany napięciem 14 V i pobiera prąd 40 mA. Współczynnik szumów wynosi 6 dB, impedancja wejściowa

zakresie UHF (rys. 2a), wzmacniacz szerokopasmowy (rys. 2b), w którym zaleca się jednak utrzymywanie zbliżonych poziomów sygnałów na wszystkich pasmach TV, a także jako wzmacniacz kablowy (rys. 3c). W tym ostatnim przykładzie każde podwojenie liczby przenoszonych kanałów zmniejsza sygnał wyjściowy o 3 dB, przy czym tu również obowiązuje warunek zbliżonych poziomów sygnału. *L.K.*



Dobieranie układów scalonych U416B w radiomagnetofonach ZRK

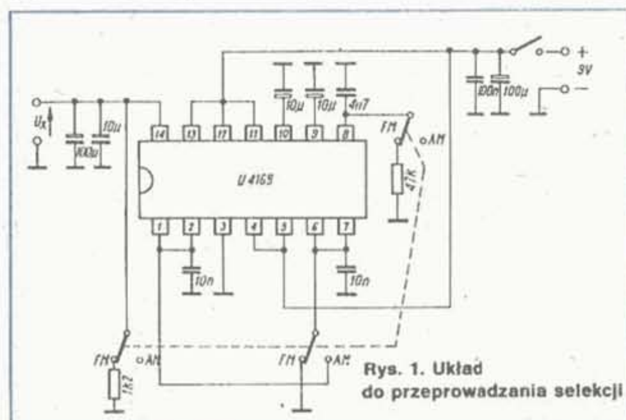
Andrzej Zaczek

Układy scalone U416B stosowane powszechnie w radiomagnetofonach i odbiornikach radiowych charakteryzują się stosunkowo dużymi rozrzutami wartości wzmocnienia. Rozrzuty te są na tyle duże, że najpoważniejszy producent tych układów — Telefunken — wprowadził selekcję na trzy grupy, określając przedział wartości wzmocnienia przy pracy w fabrycznym układzie aplikacyjnym oraz wartość rezystora kompensującego te rozrzuty. Doświadczenia producentów sprzętu wskazały na celowość selekcjonowania układów U416B w warunkach symulowanej aplikacji w układach AM i FM, gdyż stosowanie układów bez uprzedniej selekcji wstępnej powodowało kłopoty w warunkach produkcji wielkoseryjnej. Przy zbyt małym wzmocnieniu istniały kłopoty z uzyskaniem wymaganej czułości odbiornika, przy zbyt dużym wzmocnieniu wzbudzał się układ. Dobieranie wartości rezystorów było kłopotliwe mimo tego, że udział układów o bardzo dużym i małym wzmocnieniu był wśród wszystkich układów niewielki. Szczególnie wiele kłopotów występowało przy stosowaniu układów produkcji węgierskiej firmy Tungsram, która fabrycznie nie selekcjonuje ich pod względem wartości wzmocnienia.

Układy U416B stosowane w Zakładach Radiowych Kasprzaka są selekcjonowane na trzy grupy, odpowiadające wartościom wzmocnienia w warunkach symulowanej pracy w układzie AM i FM. Selekcja jest przeprowadzana w układzie przedstawionym na rys. 1, a grupy selekcyjne są oznaczane kolorowymi kropkami, umieszczonymi na obudowie układu scalonego. Sposób oznaczania grup selekcyjnych przedstawiono w tablicy 1. Każdej grupie selekcyjnej, zastosowanej w konkretnym układzie odbiornika odpowiadają podane w tablicach 2 i 3 wartości rezystorów kompensacyjnych.

W celu określenia grupy kwalifikacyjnej układu U416B przy korzystaniu z układu do selekcjonowania z rys. 1 należy zasilić ten układ napięciem stałym +9 V ±3% pochodzącym najlepiej z baterii lub bardzo dobrze stabilizowanego zasilacza. Aby uniezależnić wynik pomiaru od zakłóceń zewnętrznych zaleca się ekranowanie układu i dobre uziemienie ekranu. Następnie należy zmierzyć napięcie U_x pojawiające się na końcówce 14 układu scalonego i zakwalifikować układ do odpowiedniej grupy w tablicy 1.

Przy naprawach odbiorników radiowych i radiomagnetofonów można posługiwać się nieselekcjonowanymi układami scalonymi U416B, ale po wymianie układu należy sprawdzić poprawność pracy odbiornika w warunkach odbioru AM i FM.



Rys. 1. Układ do przeprowadzania selekcji

Tablica 1. **Oznaczenia i kryteria podziału na grupy selekcyjne układu scalonego U-416B**

AM \ FM			Ø Znakowanie kolorem kropek: czerwonym	żółtym	zielonym
			Wartość napięcia U_x [V]		
Znakowanie liczby kropek		Wartość napięcia U_x [V]	1,8÷2,0	2,0÷2,5	2,5÷2,8
	●	1,4÷1,7	1A	1B	1C
	●●	1,7÷1,9	2A	2B	2C
	●●●	1,9÷2,1	3A	3B	3C
Znakowanie w pobliżu końcówek 7 i 8 układu scalonego					

Tablica 2. **Rezystory kompensacyjne w radiomagnetofonie RMS-404**

Grupa selekcyjna		Oznaczenie rezystorów (*) o dobieranej wartości	
AM	FM	R227	R228
1	A	820 Ω	47 kΩ
	B	560 Ω	
	C	390 Ω	
2	A	820 Ω	33 kΩ
	B	560 Ω	
	C	390 Ω	
3	A	820 Ω	24 kΩ
	B	560 Ω	
	C	390 Ω	

Tablica 3. **Rezystory kompensacyjne w radiomagnetofonach RMS451/RMS475**

Grupa selekcyjna		Oznaczenie rezystorów (*) o dobieranej wartości	
AM	FM	R501	R511
1	A	560 Ω	47 kΩ
	B	470 Ω	
2	A	560 Ω	33 kΩ
	B	470 Ω	
3	A	560 Ω	27 kΩ
	B	470 Ω	
Wszystkie rezystory RWW 0207-5%			

Należy przy tym zmierzyć czułość i sprawdzić, czy nie występują oznaki wzbudzania się układu. W razie wzbudzania się układu (zbyt duże wzmocnienie) lub niedostatecznej czułości (zbyt małe wzmocnienie układu scalnego dla danego rezystora) należy zmienić wartość podaną na schemacie, na inną. Z doświadczenia ze stosowaniem układów U416B pochodzących od różnych producentów wynika, że konieczność dobierania od nowa wartości rezystora kompensacyjnego zdarza się rzadko. □

Termometr cyfrowy 0÷300°C

Stefan Stróżecki, Jan Anforowicz

W artykule opisano oryginalne i tanie rozwiązanie cyfrowego miernika temperatury o zakresie pomiarowym 0÷300°C, prostego w obsłudze i zapewniającego dobrą dokładność pomiaru.

Dokładność pomiaru termometru jest określona dokładnością przetworzenia temperatury na rezystancję przez czujnik. Mały koszt budowy wynika głównie z zastosowanego sposobu sterowania siedmiosegmentowymi wskaźnikami cyfrowymi. Projektując układ sterowania wykorzystano kształt sygnału elektrycznego, otrzymywanego z przetwornika rezystancji na czas oraz opóźnienie reakcji oka ludzkiego na zmianę widzianego obrazu, co pozwoliło na pominięcie stosowanych zwykle układów pamiętających wyświetlaną aktualnie informację. Zmniejszona liczba układów cyfrowych oprócz zmniejszenia kosztów budowy przyczyniła się również do zwiększenia niezawodności termometru.
Obsługa miernika nie wymaga wstępnego kalibrowania i polega jedynie na umieszczeniu czujnika w środowisku o mierzonej temperaturze oraz włączeniu napięcia zasilającego. Badania wykonanego cyfrowego miernika temperatury w pełni potwierdziły jego zalety.

Sposób pomiaru

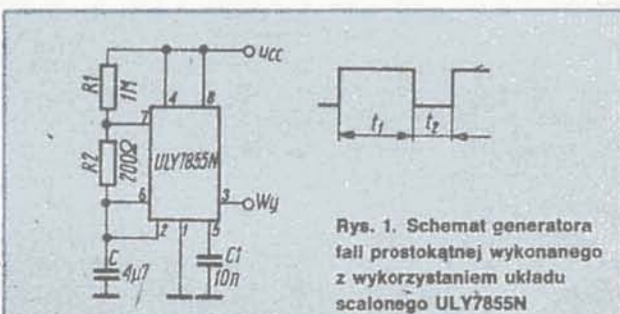
Przy pomiarze temperatury najważniejszymi częściami układu elektronicznego są czujnik pomiarowy oraz przetwornik. Zadaniem czujnika jest przetworzenie temperatury na proporcjonalną do niej wielkość elektryczną. Najczęściej stosowane czujniki przetwarzają temperaturę na napięcie lub rezystancję.
Odczyt cyfrowy wymaga dodatkowego przetworzenia otrzymanej z czujnika wielkości elektrycznej na wielkość dającą się mierzyć w sposób cyfrowy, a więc częstotliwość lub czas. W dalszej części artykułu zostaną przedstawione kryteria wyboru czujnika oraz przetwornika.

Czujnik temperatury

Przyjęty w założeniach zakres pomiarowy termometru 0÷+300°C, a szczególnie górna granica tego zakresu, eliminuje czujniki wykonane z materiałów półprzewodnikowych. Do wyboru pozostają dwa rodzaje czujników: rezystancyjne i termoelektryczne. W wypadku czujników termoelektrycznych pomiar temperatury wymaga dwóch czujników, z których jeden jest umieszczony w stałych warunkach temperatury (np. w 0°C). Przy zastosowaniu pojedynczego czujnika występują duże trudności z eliminacją napięć kontaktowych w punktach dołączenia czujnika do przyrządu oraz ich zależności od zmian temperatury. Czujnik rezystancyjny jest pod tym względem znacznie korzystniejszy (brak wpływu napięć kontaktowych i konieczności termicznego punktu odniesienia). Ponadto produkowane czujniki charakteryzują się dużą liniowością zmian rezystancji w funkcji temperatury oraz powtarzalnością parametrów.
Z przedstawionych względów, jako czujnik wybrano rezystor termometryczny typu Pt-100, który nadaje się do pomiarów temperatury w zakresie od 0÷+850°C, przy dobrej liniowości charakterystyki R = f(t). W miarę wzrostu temperatury obserwuje się niewielki spadek przyrostu rezystancji (patrz tablica).
Zmniejszanie się czułości może być częściowo wyeliminowane przez odpowiednie skalowanie przyrządu, szczególnie gdy jest znany typowy zakres mierzonych temperatur.

Przetwornik

Przetwornik przetwarzający zmiany rezystancji czujnika na wielkość, którą można mierzyć w sposób cyfrowy, powinien charakteryzować się liniowością lepszą niż liniowość czujnika. Jego parametry powinny w niewielkim stopniu zależeć od zmian temperatury i napięcia zasilania. Układem, który spełnia powyższe wymagania jest uniwersalny układ czasowy ULY7855N. Układ charakteryzuje się:
— szerokim zakresem napięć zasilania (4,5÷16 V);
— możliwością generowania pojedynczych impulsów lub fali prostokątnej o regulowanym współczynniku wypełnienia od 50÷100%;
— małą zależnością czasu trwania impulsów od napięć zasilania, możliwością generowania impulsów o czasie trwania od 5 μs do kilku minut lub fali prostokątnej o częstotliwości do 200 kHz;
— niewielką zależnością generowanych impulsów od zmian temperatury otoczenia.
W celu sprawdzenia przydatności układu ULY7855N jako przetwornika rezystancji na czas, zbudowano generator astabilny, którego schemat jest przedstawiony na rys. 1.



Rys. 1. Schemat generatora fali prostokątnej wykonanego z wykorzystaniem układu scalonego ULY7855N

Czas trwania stanu „1" na wyjściu generatora jest określony zależnością:

$$t_1 = 0{,}693\cdot(R_1 + R_2)\cdot C \qquad (1)$$

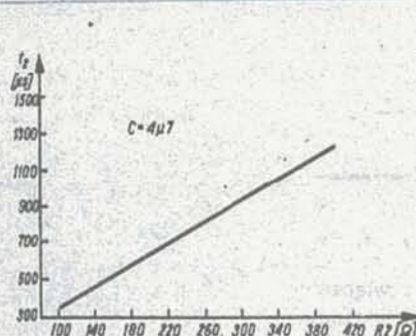
Czas trwania stanu „0" można obliczyć ze wzoru:

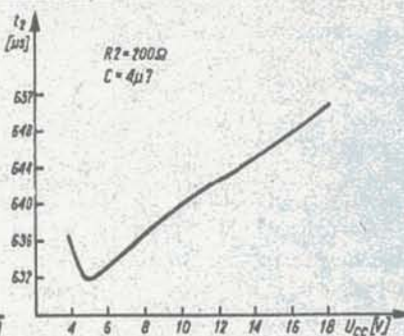
$$t_2 = 0{,}693\cdot R_2\cdot C \qquad (2)$$

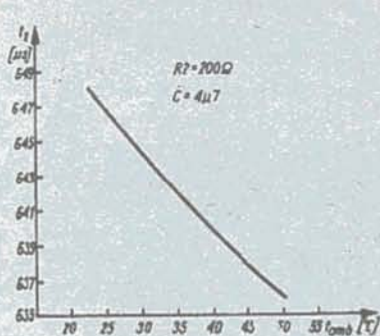
Czas rozładowania t_2 jest, przy stałej wartości pojemności C, wprost proporcjonalny do rezystancji R2. Impuls ten może więc być wykorzystany przy przetwarzaniu zmian R2 na przyrosty czasu.
Na rys. 2 przedstawiono zależność czasu trwania rozładowania od zmian rezystora R2.
Zależność ta jest prawie idealnie liniowa dla rezystora R2 > 150 Ω. Odchyłka różniczkowa od liniowości nie przekra-

Wartość rezystancji oraz jej przyrost w funkcji temperatury dla rezystora termometrycznego typu Pt-100

Temperatura [°C]	Wartość rezystancji [Ω]	Przyrost rezystancji [Ω/°C]
0	100,00	0,390
+ 50	119,40	0,384
+100	138,50	0,378
+150	157,32	0,373
+200	175,84	0,367
+250	194,08	0,362
+300	212,03	0,355


Rys. 2. Zależność czasu trwania impulsu rozładowania t_2 od zmian rezystora R2


Rys. 3. Zależność czasu trwania impulsu t_2 od zmian napięcia zasilania U_{CC}


Rys. 4. Zależność czasu trwania impulsu t_2 od zmian temperatury otoczenia t_{amb}

cza 0,4%. Dla rezystora R2 < 150 Ω nieliniowość przetwarzania wzrasta i osiąga wartość kilku procent dla rezystancji bliskich 100 Ω.
Zależność zmian czasu impulsu rozładowania t_2 od napięcia zasilania przedstawiono na rys. 3.
Dla przebadanego układu ULY7855N czas trwania impulsu zmienia się około 0,23% przy zmianie napięcia zasilania o 1 V. Przy napięciu zasilania równym około 5 V obserwuje się pewne minimum zmian, co daje mniejszą wrażliwość układu. Jest to szczególnie korzystne, gdy układ ULY7855N współpracuje z układami TTL.
Jak wynika z zależności zmian czasu trwania impulsu t_2 od temperatury, przedstawionych na rys. 4, czas trwania impulsu zmienia się około 0,068% na 1°C. Zatem układ ULY7855N może z powodzeniem spełniać funkcję przetwornika rezystancji na czas o wystarczająco dobrej dokładności.

Schemat termometru cyfrowego przedstawiono na rysunku 5. Dokładna częstotliwość pracy generatora impulsów wzorcowych, wykonanego przy użyciu bramki B4, powinna być ustalona w czasie skalowania układu. Również podczas skalowania układu należy tak dobrać wartość rezystancji potencjometru R2, włączonego szeregowo z czujnikiem, żeby w temperaturze 0°C liczba impulsów dostarczana w stanie „0" z bramek B2 i B3 do licznika była równa dokładnie jego pojemności.
Czas trwania stanu logicznego „1" na wyjściu układu ULY7855N jest równy czasowi odczytu wyniku pomiaru. Jest to możliwe, ponieważ czas ten jest określony przez stałą czasu (R1 + R2)·C. Dopuszczalna wartość rezystora R1 wynosi 20 MΩ i nie ma wpływu na czas rozładowania, czyli na czas trwania „0" na wyjściu przetwornika. W czasie uruchomienia układu wartość rezystora R1 należy tak dobrać, aby wyświetlany wynik pomiaru był widziany stabilnie (bez migotania). Przejście fali prostokątnej ze stanu „1" do stanu „0" przez działanie bramki B1 powoduje wyzerowanie licznika.
Wzorcowy licznik impulsów wykonano wykorzystując układy UCY7490N. Wskaźniki siedmiosegmentowe są sterowane za pomocą dekoderów UCY7447N.

Opis konstrukcji

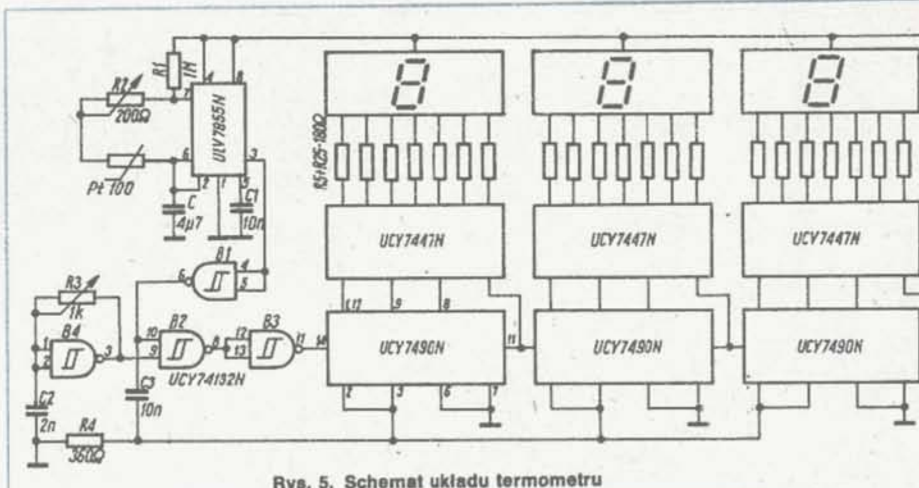
O rozwiązaniu układu termometru decyduje sposób wykorzystania sygnału elektrycznego otrzymanego z przetwornika rezystancji na czas (czujnika Pt-100). Sygnałem tym jest fala prostokątna. Czas trwania stanu logicznego „0" tej fali na wyjściu układu ULY7855N zależy od mierzonej temperatury. Przyrosty tego czasu są proporcjonalne do przyrostów rezystancji czujnika. Częstotliwość impulsów generowanych przez generator wzorcowy powinna być tak dobrana, aby ich liczba zliczana przez licznik podczas trwania stanu „0" była równa wartości pojemności licznika powiększonej o cyfrową wielkość temperatury środowiska, w którym umieszczony jest czujnik. Jeżeli przyjmie się rozdzielczość termometru równą 1°C, to częstotliwość generatora wynika z przyrostu czasu trwania impulsu pomiarowego t_2 na 1°C i może być w przybliżeniu obliczona ze wzoru:

$$f = \frac{1}{0{,}693 \cdot \Delta R2 \cdot C} \qquad (3)$$

w którym:

ΔR2 — przyrost rezystancji czujnika na 1°C,

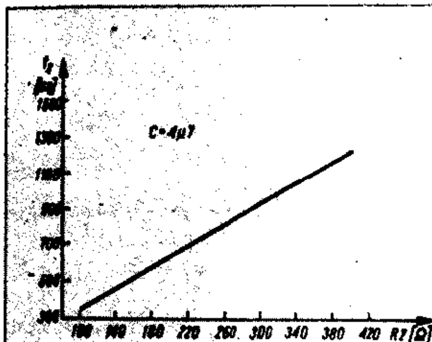
C — pojemność w obwodzie generatora impulsów pomiarowych (ULY7855N). Należy podkreślić, że kondensator C powinien charakteryzować się dobrymi parametrami elektrycznymi, a szczególnie dużą stałością pojemności.



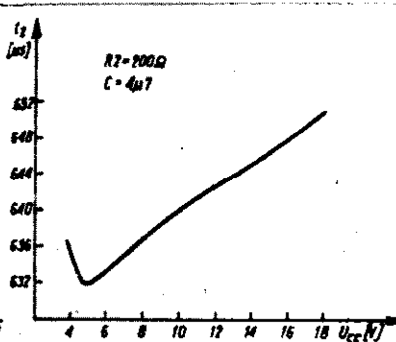
Rys. 5. Schemat układu termometru

* * *

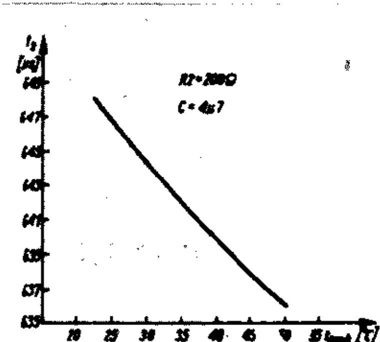
Badania eksploatacyjne wykazały, że układ mimo swej prostoty, spełnia stawiane mu wymagania.
Jak wynika z przedstawionych pomiarów, zakres temperatur może zostać rozszerzony (biorąc pod uwagę obszar liniowej pracy przetwornika, nawet do + 850°C). Konieczne jest wtedy



Rys. 2. Zależność czasu trwania impulsu rozładowania t_z od zmian rezystora R2



Rys. 3. Zależność czasu trwania impulsu t_z od zmian napięcia zasilania U_{CC}



Rys. 4. Zależność czasu trwania impulsu t_z od zmian temperatury otoczenia t_{amb}

cza 0,4%. Dla rezystora R2 < 150 Ω nieliniowość przetwarzania wzrasta i osiąga wartość kilku procent dla rezystancji bliskich 100 Ω.

Zależność zmian czasu impulsu rozładowania t_z od napięcia zasilania przedstawiono na rys. 3.

Dla przebadanego układu ULY7855N czas trwania impulsu zmienia się około 0,23% przy zmianie napięcia zasilania o 1 V. Przy napięciu zasilania równym około 5 V obserwuje się pewne minimum zmian, co daje mniejszą wrażliwość układu. Jest to szczególnie korzystne, gdy układ ULY7855N współpracuje z układami TTL.

Jak wynika z zależności zmian czasu trwania impulsu t_z od temperatury, przedstawionych na rys. 4, czas trwania impulsu zmienia się około 0,068% na 1°C. Zatem układ ULY7855N może z powodzeniem spełniać funkcję przetwornika rezystancji na czas o wystarczająco dobrej dokładności.

Schemat termometru cyfrowego przedstawiono na rysunku 5. Dokładna częstotliwość pracy generatora impulsów wzorcowych, wykonanego przy użyciu bramki B4, powinna być ustalona w czasie skalowania układu. Również podczas skalowania układu należy tak dobrać wartość rezystancji potencjometru R2, włączonego szeregowo z czujnikiem, żeby w temperaturze 0°C liczba impulsów dostarczana w stanie „0" z bramek B2 i B3 do licznika była równa dokładnie jego pojemności.

Czas trwania stanu logicznego „1" na wyjściu układu ULY7855N jest równy czasowi odczytu wyniku pomiaru. Jest to możliwe, ponieważ czas ten jest określony przez stałą czasu (R1 + R2) C. Dopuszczalna wartość rezystora R1 wynosi 20 MΩ i nie ma wpływu na czas rozładowania, czyli na czas trwania „0" na wyjściu przetwornika. W czasie uruchomienia układu wartość rezystora R1 należy tak dobrać, aby wyświetlany wynik pomiaru był widziany stabilnie (bez migotania). Przejście fali prostokątnej ze stanu „1" do stanu „0" przez działanie bramki B1 powoduje wyzerowanie licznika.

Wzorcowy licznik impulsów wykonano wykorzystując układy UCY7490N. Wskaźniki siedmiosegmentowe są sterowane za pomocą dekoderów UCY7447N.

Opis konstrukcji

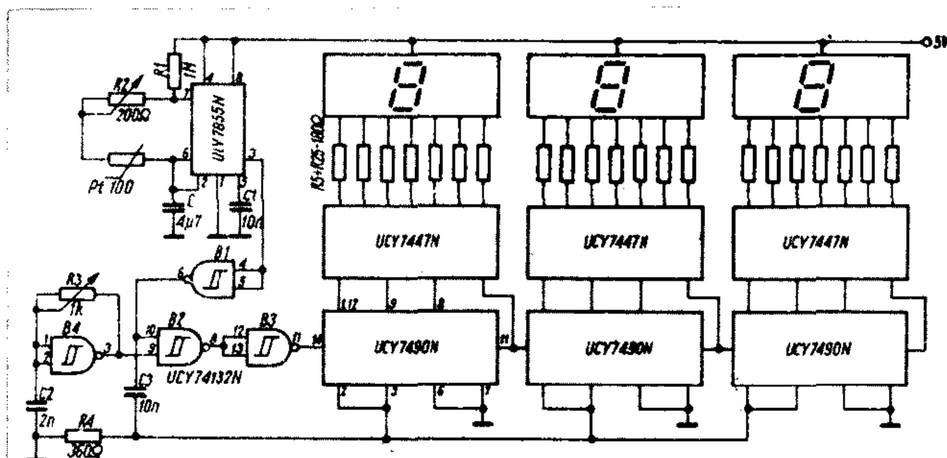
O rozwiązaniu układu termometru decyduje sposób wykorzystania sygnału elektrycznego otrzymanego z przetwornika rezystancji na czas (czujnika Pt-100). Sygnałem tym jest fala prostokątna. Czas trwania stanu logicznego „0" tej fali na wyjściu układu ULY7855N zależy od mierzonej temperatury. Przyrosty tego czasu są proporcjonalne do przyrostów rezystancji czujnika. Częstotliwość impulsów generowanych przez generator wzorcowy powinna być tak dobrana, aby ich liczba zliczana przez licznik podczas trwania stanu „0" była równa wartości pojemności licznika powiększonej o cyfrową wielkość temperatury środowiska, w którym umieszczony jest czujnik. Jeżeli przyjmie się rozdzielczość termometru równą 1°C, to częstotliwość generatora wynika z przyrostu czasu trwania impulsu pomiarowego t_z na 1°C i może być w przybliżeniu obliczona ze wzoru:

$$f = \frac{1}{0{,}693 \cdot \Delta R2 \cdot C} \qquad (3)$$

w którym:

ΔR2 — przyrost rezystancji czujnika na 1°C,

C — pojemność w obwodzie generatora impulsów pomiarowych (ULY7855N). Należy podkreślić, że kondensator C powinien charakteryzować się dobrymi parametrami elektrycznymi, a szczególnie dużą stałością pojemności.



Rys. 5. Schemat układu termometru

Badania eksploatacyjne wykazały, że układ mimo swej prostoty, spełnia stawiane mu wymagania.

Jak wynika z przedstawionych pomiarów, zakres temperatur może zostać rozszerzony (biorąc pod uwagę obszar liniowej pracy przetwornika, nawet do +850°C). Konieczne jest wtedy

odpowiednie skalowanie termometru w celu minimalizacji błędów nieliniowości zmian rezystancji opornika termometrycznego typu Pt-100.
Przy mniejszym wymaganym zakresie pomiarowym jako czujnik może być użyty rezystor termometryczny niklowy, typu Ni-100, charakteryzujący się prawie dwukrotnie wyższym współczynnikiem temperaturowym zmian rezystancji.
Artykuł był już publikowany w wydawnictwie Przemysłowego Instytutu Elektroniki pt. „Elementy półprzewodnikowe i układy scalone. Zastosowania. Układy cyfrowe", nr 4(52), Warszawa 1985. Publikujemy go za uprzejmą zgodą redakcji tego wydawnictwa.

LITERATURA

[1] Elementy półprzewodnikowe. Bipolarne układy scalone. Cz. II. Katalog wyrobów CEMI 1983/84. Warszawa, 1983
[2] Pieńkos J., Turczyński J.: Układy scalone TTL w systemach cyfrowych. Warszawa, WKŁ, 1980
[3] Rezler J.: Układ scalony 555 „Radioelektronik" nr 4–5/1982, str. 36÷40
[4] Temperature Measurement Handbook. Omega Eng. 1980 □

klub młodych elektroników

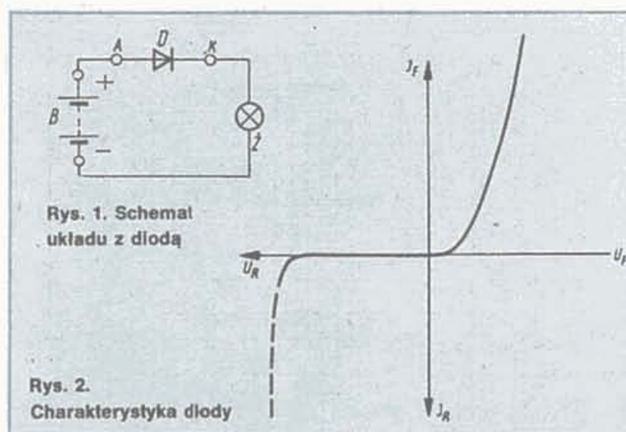
re

Poradnik Elektronika. Diody (1)

Nasi młodsi, a także mniej doświadczeni czytelnicy, często zwracają się do redakcji, aby ponownie utworzyć „Kącik dla początkujących". Rezygnując w swoim czasie z tego działu byliśmy zdania, że nie jest on w stanie zastąpić podręcznika, a czasopismo ma inne zadania do spełnienia.
Czytając liczne listy od czytelników doszliśmy jednak do wniosku, że początkującym konstruktorom, którzy budują opisywane w „Radioelektroniku" urządzenia, brakuje niejednokrotnie podstawowych, praktycznych wiadomości o działaniu podzespołów i układów elektronicznych.
W dziale „Klubu Młodych Elektroników" zamieszczamy pierwszy artykuł nowego cyklu „Poradnik Elektronika", w którym będziemy publikować artykuły dla tych, mniej zaawansowanych entuzjastów elektroniki, którzy chcą nie tylko kopiować opisywane układy elektroniczne, ale i zdobyć się na pewną samodzielność w dostosowywaniu schematów do swoich indywidualnych życzeń, a nawet próbować sił i samodzielnie projektować prostsze układy.
Jak zawsze tak i w tym samym wypadku liczymy na pomoc naszych niezawodnych czytelników. Czekamy na listy z uwagami i propozycjami dotyczącymi „Poradnika Elektronika".
Redakcja

Dioda, to najprostszy element półprzewodnikowy wchodzący w skład układu elektronicznego. Jego podstawową cechą jest zdolność do przepuszczania prądu elektrycznego w jednym tylko kierunku. Nazwy elektrod: anoda i katoda pochodzą jeszcze z czasów, gdy podstawowymi częściami urządzeń elektronicznych były lampy.
Na rys. 1 przedstawiono schemat układu elektrycznego złożonego z diody D, baterii B oraz żarówki Ż. Prąd w tak utworzonym obwodzie przepływa od plusa baterii, przez diodę, od anody A do katody K i dalej przez żarówkę do minusa baterii. Żarówka świeci. Gdyby zamienić miejscami końcówki przewodów łączących układ z baterią, żarówka nie będzie świecić co oznacza, że prąd w obwodzie nie płynie.
Nieco więcej informacji o właściwościach diody dostarcza wykres na rys. 2, zwany charakterystyką diody. Na osiach współrzędnych zaznaczono: I_F — stały prąd przewodzenia, I_R — prąd wsteczny U_F — napięcie przewodzenia, U_R — napięcie wsteczne. U_F i U_R są napięciami na końcówkach diody. Z wykresu wynika, że prąd płynie przez diodę, gdy napięcie U_F (+ na anodzie, − na katodzie) jest wystarczająco duże. Warto zauważyć, że prąd I_F nie płynie, gdy napięcie U_F ma zbyt małą wartość. W miarę wzrostu tego napięcia zwiększa się też natężenie prądu I_F, przy czym nawet małe przyrosty napięcia przewodzenia wywołują bardzo duży wzrost natężenia prądu płynącego przez diodę.

Zupełnie inne zjawiska można zaobserwować, dołączając do diody napięcie wsteczne U_R (− do anody, + do katody). Przez diodę popłynie prąd wsteczny I_R ale o tak małym natężeniu, że w większości wypadków można ten prąd pominąć, przyjmując, iż dioda nie przewodzi. Dzieje się tak aż do momentu przekroczenia wartości napięcia wstecznego U_R, charakterystycznej dla danej diody. Następuje wtedy gwałtowny wzrost natężenia prądu wstecznego i jeżeli jego wartość nie zostanie ograniczona, to dioda ulegnie natychmiastowemu zniszczeniu.
Diody są stosowane we wszystkich niemal urządzeniach elektronicznych. Jest ich wiele rodzajów, ale do najczęściej stosowanych można zaliczyć: diody prostownicze, przełączające, diody do stabilizacji napięcia, czyli stabilistory, zwane powszechnie diodami Zenera, wreszcie diody pojemnościowe, diody elektroluminescencyjne (świecące) oraz fotodiody. Dokładniejsze informacje o diodach zawiera oczywiście katalog.
W Polsce podzespoły półprzewodnikowe produkuje Naukowo-Produkcyjne Centrum Półprzewodników — CEMI.
Znając stosowane przez tę wytwórnię zasady oznaczania i typ diody można, nawet bez zaglądania do katalogu, zorientować się z jakiego rodzaju elementem ma się do czynienia.



Rys. 1. Schemat układu z diodą
Rys. 2. Charakterystyka diody

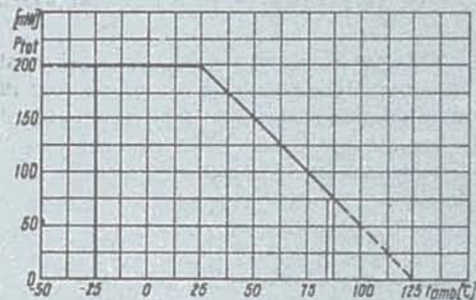
Pierwsza litera określa rodzaj materiału z jakiego dany element jest wykonany. A oznacza german, B — krzem, C — arsenek galu (stosowany do produkcji diod świecących). Druga litera oznacza rodzaj elementu: A — diody przełączające, detekcyjne i stabilistory małych mocy, B — diody o zmiennej pojemności, P — elementy fotoczułe, np. fotodiody, Q — elementy promieniujące, np. diody elektroluminescencyjne, Y — diody prostownicze, Z — stabilistory. Trzeci człon

oznaczenia składa się z litery i trzech cyfr albo dwóch liter i dwóch cyfr. Litera P lub E jest umownym symbolem wytwórcy, który w oznaczeniu może być pominięty. Jeżeli jednak jest w oznaczeniu, oznacza: P + 3 cyfry — elementy do zastosowań w sprzęcie powszechnego użytku, E + 3 cyfry — elementy w obudowie uE do układów scalonych hybrydowych, YP + 2 cyfry — elementy do zastosowań w sprzęcie profesjonalnym, przy czym litera Y może być zastąpiona literami R, V, W, X lub Z. W oznaczeniu mogą być użyte cyfry poprzedzone znakiem – . Są one stosowane w oznaczeniach diod prostowniczych i określają maksymalną wartość w woltach, impulsowego napięcia wstecznego. Natomiast litera poprzedzona znakiem – jest stosowana w oznaczeniach diod Zenera i określa w % tolerancję napięcia stabilizacji: C – 5, D – 10. Także w oznaczeniach diod Zenera znajduje się litera V określająca miejsce przecinka, jeżeli napięcie stabilizacji jest liczbą ułamkową. Na końcu oznaczenia diod może się znajdować litera R oznaczająca odwrotną polaryzację (anoda na obudowie) w stosunku do normalnej (katoda na obudowie), której nie wyróżnia się.
Kilka przykładów ułatwi rozpoznawanie diod na podstawie ich oznaczeń:

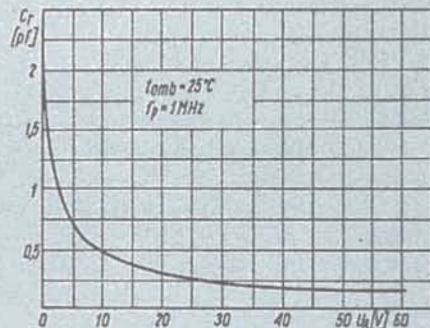
BYP401-100 — krzemowa dioda prostownicza o szczytowym napięciu wstecznym pracy 100 V.
BAP795 — krzemowa dioda przełączająca
BZP630-C8V5 — stabilistor, czyli dioda Zenera o napięciu stabilizacji 8,5 V i tolerancji napięcia 5%

Diody przełączające

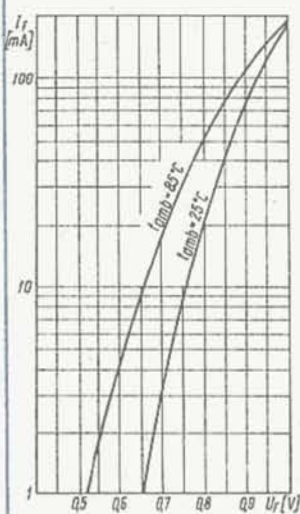
Do tej grupy należą diody o prądach przewodzenia od kilkudziesięciu do kilkuset miliamperów i napięciach wstecznych, na ogół nie przekraczających 100 V.
Większość diod może pracować w temperaturach od –40°C do ponad 100°C. Bardzo ważnych informacji dostarczają wykresy nazywane charakterystykami. Jako przykładami posłużono się charakterystykami diod BAP794 i BAP795. Na rys. 3 przedstawiono zależność prądu przewodzenia od napięcia przewodzenia. Na wykresie widać wyraźnie, o czym wspomniano wcześniej, że małe zmiany napięcia przewodzenia U_F diody wywołują duże zmiany przepływającego przez nią prądu przewodzenia I_F. Np., zmianie napięcia od ok. 0,65 do 0,95 V towarzyszy zmiana natężenia prądu I_F od 1 do ponad 100 mA. Tak dzieje się, gdy dioda pracuje w temperaturze otoczenia $t_{amb} = 25°C$. Z tej charakterystyki wynika również, że dioda zmienia nieco swoje właściwości pod wpływem temperatury. W wyższych temperaturach płynie przez nią prąd I_F o znacznie większym natężeniu, przy takim samym napięciu U_F.
Wykorzystując prawo Ohma można łatwo obliczyć jaką rezystancję przedstawia sobą dioda.
Gdy $U_F = 0,65$ V, to $I_F = 1$ mA, a $R = 650\ \Omega$, natomiast gdy $U_F = 0,9$ V, to $I_F = 75$ mA, a $R = 12\ \Omega$! Wynika stąd wniosek, że rezystancja diody zależy w bardzo dużym stopniu od napięcia przewodzenia.
Kolejna charakterystyka (rys. 4) przedstawia zależność prądu wstecznego I_R od napięcia wstecznego U_R. Natężenie prądu wstecznego jest bardzo małe w porównaniu z natężeniem



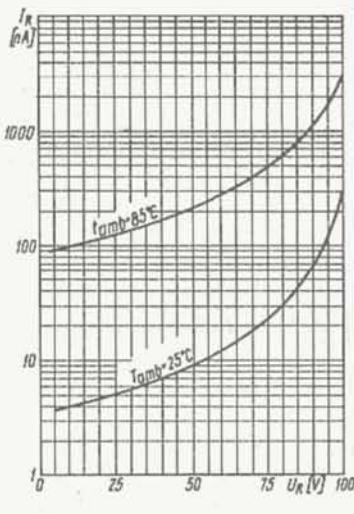
Rys. 5. Zależność mocy traconej w diodzie od temperatury



Rys. 6. Zależność pojemności diody od napięcia wstecznego



Rys. 3. Zależność prądu przewodzenia od napięcia przewodzenia



Rys. 4. Zależność prądu wstecznego od napięcia wstecznego

prądu przewodzenia. Np., w temperaturze pokojowej $t_{amb} = 25°C$, przy napięciu $U_R = 50$ V prąd I_R wynosi ok. 9 nA (1 nA $= 10^{-9}$ A). Natężenie prądu wstecznego także w bardzo dużym stopniu zależy od temperatury otoczenia. Przy zmianie tej temperatury od 25 do 85°C natężenie prądu wstecznego zwiększa się ponad 20 razy. Gdy przez diodę przepływa prąd przewodzenia, wydziela się w niej ciepło odpowiadające tak zwanej mocy całkowitej P_{tot}, będącej iloczynem $U_F \cdot I_F$. Np., gdy $U_F = 0,9$ V, a $I_F = 75$ mA, $P_{tot} = 67,5$ mW.
Charakterystyka przedstawiona na rys. 5 ilustruje zależność między temperaturą otoczenia, w której dioda pracuje, a dopuszczalną mocą traconą w tej diodzie. Jest to ważna charakterystyka, gdy przekroczenie mocy dopuszczalnej dla danej temperatury może spowodować przegrzanie i zniszczenie diody.
Diody mają także pewną pojemność, którą trzeba brać pod uwagę przy projektowaniu urządzeń elektronicznych. Pojemność ta zależy w dodatku od wartości napięcia wstecznego. Na rys. 6 przestawiono zależność pojemności diody BAP794 i BAP795 od napięcia wstecznego. Kształt charakterystyki wskazuje, że pojemność ulega dużym zmianom przy niewielkich napięciach wstecznych, do ok. 20 V.

Do przełączających zalicza się też diody służące do prostowania napięć impulsowych, np. w układach odchylania linii w odbiornikach telewizyjnych i w coraz częściej stosowanych obecnie impulsowych zasilaczach. Diody te pracują z częstotliwością od kilkunastu do ok. 100 kHz. Dioda BA159 (CEMI) ma powtarzalne szczytowe napięcie wsteczne U_{RRM} 1000 V, a prąd przewodzenia I_F 400 mA.

Diody prostownicze

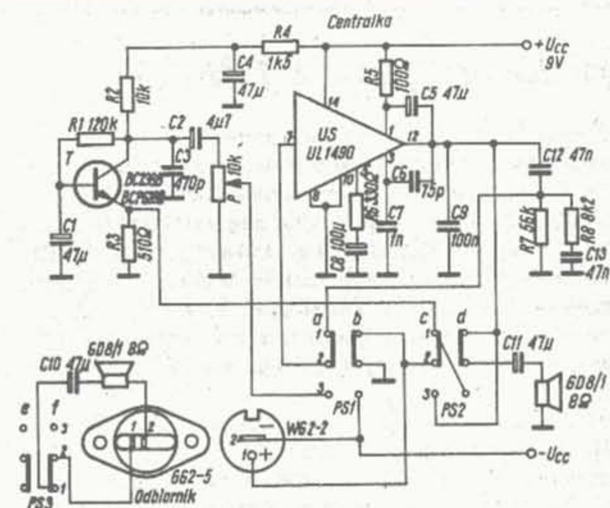
Tego rodzaju diody wykorzystuje się najczęściej do prostowania napięć o częstotliwości 50 lub 60 Hz (w USA).
Diody prostownicze (obecnie stosuje się prawie wyłącznie diody krzemowe) mają napięcia przewodzenia takie, jak diody przełączające, natomiast napięcia wsteczne mają wartości zawierające się w granicach od kilkudziesięciu do ponad tysiąc woltów. Prądy przewodzenia, zależnie od przeznaczenia diody, mają wartości od kilkuset miliamperów do tysięcy amperów.
Przedstawicielką typowych diod prostowniczych do urządzeń powszechnego użytku i profesjonalnych jest rodzina diod BYP401-50 — 1000, produkowanych przez CEMI.
Zależnie od typu mają one szczytowe napięcie wsteczne pracy U_{RWM} od 50 do 1000 V. Średni prąd wyprostowany I_O wynosi 1 A, natomiast prąd wsteczny I_R nie przekracza 5 µA.
Diody tego rodzaju nie nadają się do prostowania napięć o wielkich częstotliwościach.

J.J.

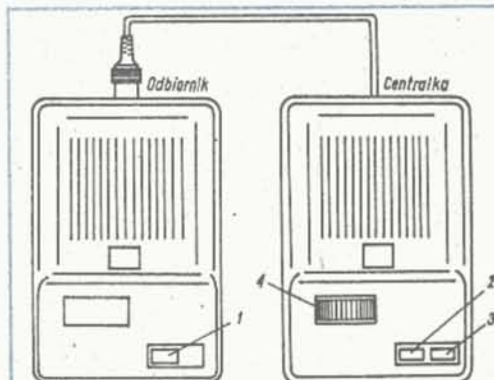
Domofon „Reksio 2"

Domofon „Reksio-2", produkowany przez Zakłady Elektroniczne — Spółdzielnię Inwalidów w Świeciu, jest przez producenta określony jako zabawka elektroniczna, która może spełniać także użyteczne funkcje. Może być wykorzystywany jako telefon między pokojami, telefon łączący mieszkanie z drzwiami lub furtką wejściową, telefon do garażu, urządzenie do łączności z osobami wymagającymi opieki, znajdującymi się np. w innym mieszkaniu.

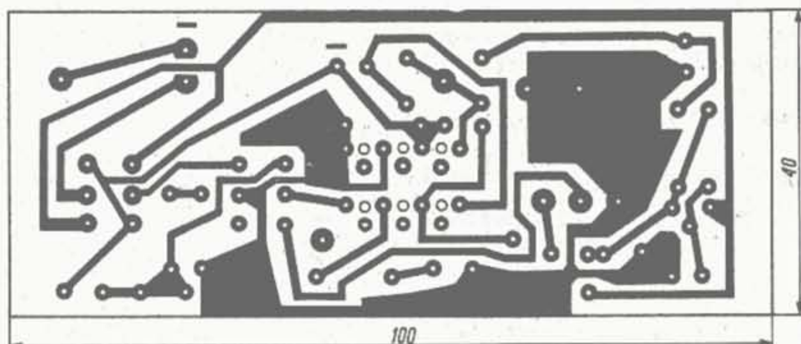
Zestaw składa się z odbiornika i centralki (rys. 1) połączonych między sobą dwużyłowym przewodem. Domofon jest zasilany baterią 9 V typu 6F22. Maksymalna odległość między odbiornikiem i centralką wynosi 50 m. Ponieważ układ elektryczny przystawki jest mało skomplikowany, a jednocześnie zawiera pomysłowe rozwiązania, dlatego chcemy nim zainteresować naszych młodszych czytelników.
Schemat układu przedstawiono na rys. 2.
W centralce i w odbiorniku znajdują się głośniki, a każdy z nich spełnia również funkcję mikrofonu. Wzmacniacz składa się z tranzystora T i układu scalonego US. Głównym zadaniem tranzystora pracującego w układzie wspólnej bazy jest dopasowanie bardzo małej rezystancji głośnika 8 Ω do bardzo dużej rezystancji ok. 50 MΩ układu scalonego. Tranzystor pracujący w takim układzie ma właśnie bardzo małą rezystancję wejściową i dużą wyjściową. Sygnał wejściowy jest doprowadzany do obwodu emitera, a odbierany z obwodu kolektora.
Potencjometr P włączony między tranzystor i układ scalony służy do regulacji siły dźwięku.
Wzmacniacz US pracuje w typowym układzie. Sygnał z głośnika jest doprowadzany do końcówki 7, a wzmocniony sygnał wyjściowy odbiera się z końcówki 12. Napięcie zasilające jest dołączone do końcówki 14. Końcówki 8 i 10 połączone z masami wzmacniaczy wstępnego i końcowego, znajdującymi się wewnątrz układu scalonego, są połączone z masą całego urządzenia.
Pozostałe elementy dołączone do układu scalonego zapewniają właściwe funkcjonowanie jego poszczególnych wewnętrznych układów.
Centralka jest wyposażona w przewód zakończony wtykiem



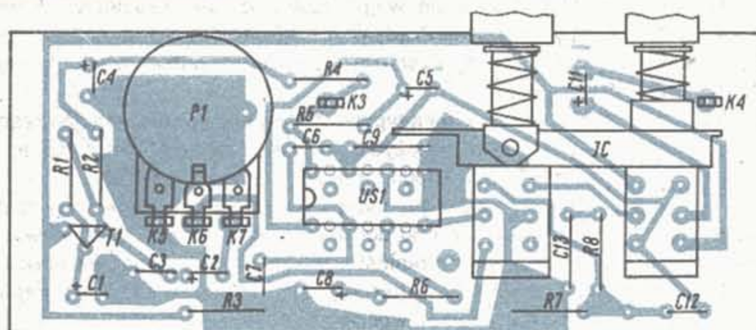
Rys. 2. Schemat elektryczny



Rys. 1. Wygląd zewnętrzny domofonu
1 — przełącznik PS3 „Wywołanie"; 2 — przełącznik PS1 „Włącznik centralki"; 3 — przełącznik PS2 „Odbiór-Nadawanie"



Rys. 3. Płytka drukowana



Rys. 4. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

głośnikowym typu WG2-2, natomiast w odbiorniku znajduje się gniazdo GG2-5. Przełącznik PS3 w odbiorniku służy do włączania sygnału wywołania. Przełącznikiem PS1 włącza się urządzenie, a PS2 jest przełącznikiem „Odbiór-Nadawanie". W stanie wyłączonym wyjście wzmacniacza jest połączone z głośnikiem centralki przez zestyki 1-2d przełącznika PS2. Głośnik odbiornika jest przyłączony z jednej strony przez końcówki 2 gniazda i wtyku do minusa baterii zasilającej ($-U_{CC}$). Druga końcówka głośnika łączy się przez kondensator C10, końcówki 1 gniazda i wtyku oraz zestyki 1-2b przełącznika PS1 z masą.

Naciśnięcie przełącznika PS3 powoduje włączenie głośnika odbiornika między minus baterii i masę. Układ zaczyna oscylować i w obydwu głośnikach jest słyszalny sygnał wywołania, tak długo jak długo przełącznik PS3 jest naciśnięty. Po usłyszeniu sygnału wywołania, osoba przy centralce włącza ją, wciskając przełącznik PS1. Zestyki 2-3b łączą minus baterii z masą, a zestyki 2-3a łączą wejście układu scalonego z potencjometrem P. Głośnik odbiornika służy teraz jako mikrofon. Jedna jego końcówka łączy się z masą przez zestyki 2-3b, a druga przez zestyki 1-2c z emiterem tranzystora T. Mówi osoby przy odbiorniku.

Po naciśnięciu przełącznika PS2 głośnik odbiornika zostaje dołączony do wyjścia wzmacniacza. Uczestniczą tu zestyki 2-3c. Głośnik centralki zostaje przez zestyki 2-3d połączony zwejściem wzmacniacza i służy jako mikrofon. Mówi osoba przy centralce.

Na rys. 3 przedstawiono płytkę z połączeniami drukowanymi centralki, a na rys. 4 — schemat montażowy. „J"



podzespoły elektroniczne



Moduł zegarowy MZ-06

Zdzisław Tkaczyk

Dużą popularnością wśród konstruktorów cieszą się zegary elektroniczne wyposażone w budziki. W sprzedaży nie ma układów scalonych spełniających takie funkcje, ale w sklepach Bomisu można kupić moduł zegara elektronicznego MZ-06, który po uzupełnieniu wskaźnikami cyfrowymi LED i zasilaczem będzie spełniać funkcje zegara stołowego z budzikiem i włącznikiem czasowym. W artykule podano parametry i informacje techniczne, w celu zorientowania się odnośnie sposobu wykorzystania tego modułu.

W skład modułu cyfrowego zegara elektronicznego MZ-06 (rys. 1) wchodzi układ scalony MC1206 (patrz „Re" nr 3/1986) oraz układy sterujące UCY74545 i UCY74546, elementy bierne generatora oraz gniazdo przyłączeniowe. Wszystkie podzespoły są zamocowane na płytce drukowanej (rys. 2), na krawędzi której znajdują się wyprowadzenia sygnałów sterujących wskaźnikami cyfrowymi. Moduł jest przeznaczony do współpracy z zespołem półprzewodnikowych wskaźników cyfrowych 7-segmentowych ze wspólną anodą.

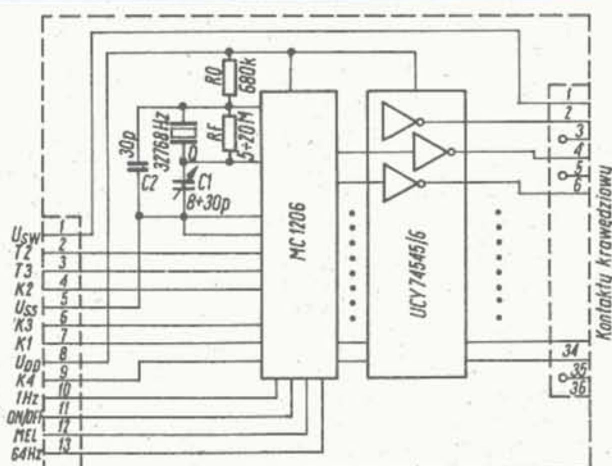
Funkcje wyprowadzeń modułu zegarowego

Wyprowadzenia gniazda przyłączeniowego

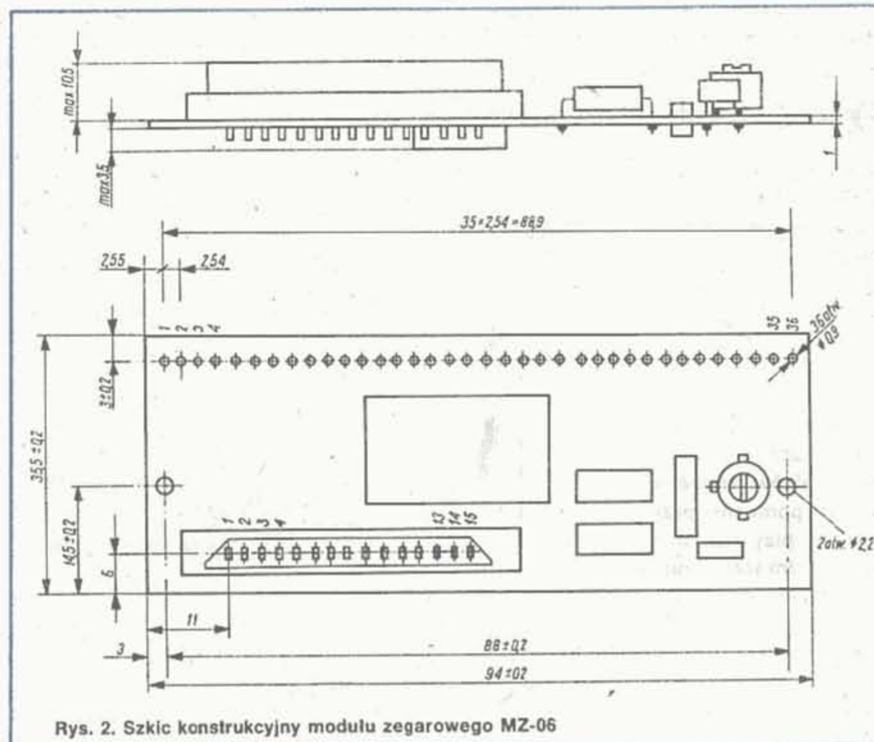
1 — U_{SW}, zasilanie wskaźnika (+) — wejście
2 — T2, wejście testujące (dla producenta)
3 — T3, wejście testujące (dla producenta)
4 — K2, wejście sterujące
5 — U_{SS}, zasilanie modułu (+5÷ +9 V)
6 — K3, wejście sterujące
7 — K1, wejście sterujące
8 — U_{DD}, zasilanie modułu (0 V)
9 — K4, wejście sterujące
10 — 1 Hz, wyjście kontrolne 1 Hz
11 — ON/OFF, wyjście timera
12 — MEL, wyjście „melodyjka" (budzenie)
13 — 64 Hz, wyjście kontrolne 64 Hz
14, 15 — nie wykorzystane

Wyprowadzenia na krawędzi płytki drukowanej

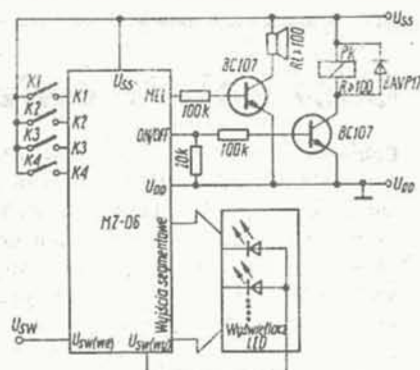
1 — U_{SW}, zasilanie wskaźnika (+) — wyjście
2 — $\bar{A}$, sterowanie segmentami a, d, g I cyfry
4 — $\bar{C}$, sterowanie segmentem c I cyfry
6 — $\bar{D}$, sterowanie segmentem e I cyfry
8 — $\bar{B}$, sterowanie segmentem b I cyfry
9 — $2\bar{a}$, sterowanie segmentem a II cyfry



Rys. 1. Schemat elektryczny modułu zegarowego MZ-06



Rys. 2. Szkic konstrukcyjny modułu zegarowego MZ-06



Rys. 3. Schemat aplikacyjny modułu zegarowego MZ-06

10 — 2f̄, sterowanie segmentem f II cyfry
11 — 2ē, sterowanie segmentem e II cyfry
12 — 2d̄, sterowanie segmentem d II cyfry
13 — 2c̄, sterowanie segmentem c II cyfry
14 — 2ḡ, sterowanie segmentem g II cyfry
15 — 2b̄, sterowanie segmentem b II cyfry
17 — ":" sterowanie diodami dwukropka
18 — ":" sterowanie diodami dwukropka
21 — 3ā, sterowanie segmentem a III cyfry
22 — 3f̄, sterowanie segmentem f III cyfry
23 — 3ē, sterowanie segmentem e III cyfry
24 — 3d̄, sterowanie segmentem d III cyfry
25 — 3c̄, sterowanie segmentem c III cyfry
26 — 3ḡ, sterowanie segmentem g III cyfry
27 — 3b̄, sterowanie segmentem b III cyfry
28 — 4ā, sterowanie segmentem a IV cyfry
29 — 4f̄, sterowanie segmentem f IV cyfry
30 — 4ē, sterowanie segmentem e IV cyfry
31 — 4d̄, sterowanie segmentem d IV cyfry
32 — 4c̄, sterowanie segmentem c IV cyfry
34 — 4ḡ, sterowanie segmentem g IV cyfry
35 — 4b̄, sterowanie segmentem b IV cyfry
3, 5, 7, 16, 19, 20, 33, 36 — nie wykorzystane

Parametry dopuszczalne w eksploatacji przedstawiono w tablicy 1, a parametry charakterystyczne — w tablicy 2. Parametry dopuszczalne wynikają z ograniczeń związanych z zastosowaną technologią, konstrukcją i materiałami. Wystąpienie na wejściach i wyjściach modułu sygnałów o wartościach dopuszczalnych nie spowoduje uszkodzenia układów, ale producent nie zapewnia poprawnego działania układu w tych warunkach. Poprawne funkcjonowanie uzyskuje się w warunkach pracy zgodnych z tablicą 2.
Schemat aplikacyjny modułu zegarowego MZ-06 przedstawiono na rys. 3.
Moduł wymaga stosowania stabilizowanego i odfiltrowanego napięcia zasilania. Zalecane jest stosowanie kondensatora filtrującego jak najbliżej wyprowadzeń zasilania modułu.

Regulację częstotliwości generatora wzorcowego wykonuje się trymerem C1. Częstościomierzem-czasomierzem mierzy się sygnał na wyjściu 1 Hz lub 64 Hz. Dołączenie sondy pomiarowej do obwodu generatora spowoduje jego rozstrojenie. Na częstotliwość drgań generatora ma wpływ również napięcie zasilania. Podczas pracy modułu w silnych i zmiennych polach elektrycznych lub magnetycznych, np. przy odbiorniku TV, mogą wystąpić nieprawidłowe wskazania. W takich wypadkach zaleca się połączenie wyprowadzenia K4 i ON/OFF z U_{DD} kondensatorem o pojemności większej niż 10 nF. Moduł MZ-06 w podstawowym zastosowaniu spełnia następujące funkcje:

1. Jako zegar

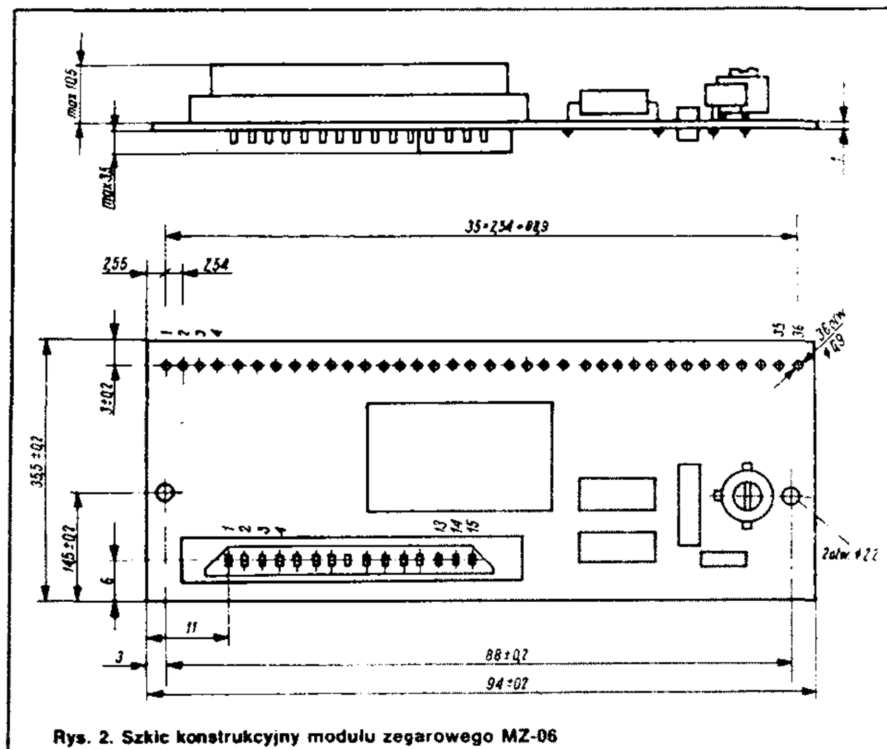
- Wskazuje czas bieżący w cyklu 24-godzinnym (godziny, minuty) oraz datę (dzień miesiąca, miesiąc). Wskazania te są wyświetlane na przemian: 8 s czas, 2 s data. Cd. na str. 2

Tablica 1. **Parametry dopuszczalne modułu zegarowego MZ-06**

Napięcie zasilania	U_{SS}	−0,3 ÷ +20 V
Napięcie na wyprowadzeniach K1, K2, K3, K4, MEL, ON/OFF	U_{w}	−0,3 ÷ +25 V
Prąd wyjściowy wyjść segmentowych	I_{o}	100 mA
Temperatura otoczenia podczas pracy	t_{amb}	0 ÷ +55°C
Temperatura przechowywania	t_{stg}	−55 ÷ +70°C

Tablica 2. **Parametry charakterystyczne układu zegarowego MZ-06**

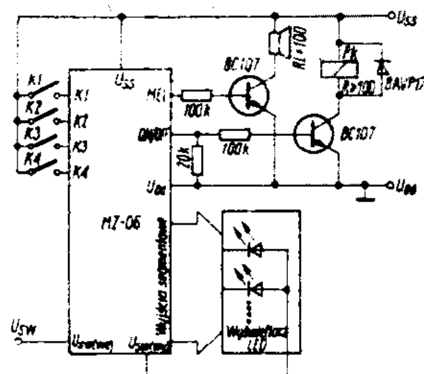
Napięcie zasilania	U_{SS}	+5 ÷ +9 V
Średni prąd zasilania (USS = +9 V)	I_{SS}	≤25 mA
Napięcie na wyjściach ON/OFF i MEL		
— w stanie niskim	U_{OL}	≤(U_{DD}+0,1) V
— w stanie wysokim	U_{OH}	≥(U_{SS}−1) V
Napięcie na wejściach K1, K2, K3, K4		
— w stanie niskim	U_{IL}	≤U_{DD} V
— w stanie wysokim	U_{IH}	≥(U_{SS}−0,5) V
Napięcie na wyjściach segmentowych w stanie niskim	U_{OSL}	≤1,9 V
Prąd wyjściowy wyjść segmentowych w stanie wysokim (U_{OSH} = 5 V)	I_{OSH}	≤100 µA
Obciążalność prądowa wyjść ON/OFF i MEL	I_{O}	≤0,5 mA
Obciążalność prądowa wyjścia A	I_{OA}	≤70 mA
Obciążalność prądowa wyjść segmentowych	I_{OS}	≤25 mA
Okres sygnału na wyjściu 1 Hz przy U_{SS} = 7,5 V	$t_{1\,Hz}$	1000±0,005 ms



Rys. 2. Szkic konstrukcyjny modułu zegarowego MZ-06

10 — 2f, sterowanie segmentem f II cyfry
11 — 2e, sterowanie segmentem e II cyfry
12 — 2d, sterowanie segmentem d II cyfry
13 — 2c, sterowanie segmentem c II cyfry
14 — 2g, sterowanie segmentem g II cyfry
15 — 2b, sterowanie segmentem b II cyfry
17 — ":" sterowanie diodami dwukropka
18 — ":" sterowanie diodami dwukropka
21 — 3a, sterowanie segmentem a III cyfry
22 — 3f, sterowanie segmentem f III cyfry
23 — 3e, sterowanie segmentem e III cyfry
24 — 3d, *sterowanie segmentem d III cyfry*
25 — 3c, sterowanie segmentem c III cyfry
26 — 3g, sterowanie segmentem g III cyfry
27 — 3b, sterowanie segmentem b III cyfry
28 — 4a, sterowanie segmentem a IV cyfry
29 — 4f, sterowanie segmentem f IV cyfry
30 — 4e, sterowanie segmentem e IV cyfry
31 — 4d, sterowanie segmentem d IV cyfry
32 — 4c, sterowanie segmentem c IV cyfry
34 — 4g, sterowanie segmentem g IV cyfry
35 — 4b, sterow˜nie segmentem b IV cyfry
3, 5, 7, 16, 19, 20, 33, 36 — nie wykorzystane

Parametry dopuszczalne w eksploatacji przedstawiono w tablicy 1, a parametry charakterystyczne — w tablicy 2. Parametry dopuszczalne wynikają z ograniczeń związanych z zastosowaną technologią, konstrukcją i materiałami. Wystąpienie na wejściach i wyjściach modułu sygnałów o wartościach dopuszczalnych nie spowoduje uszkodzenia układów, ale producent nie zapewnia poprawnego działania układu w tych warunkach. Poprawne funkcjonowanie uzyskuje się w warunkach pracy zgodnych z tablicą 2.
Schemat aplikacyjny modułu zegarowego MZ-06 przedstawiono na rys. 3.
Moduł wymaga stosowania stabilizowanego i odfiltrowanego napięcia zasilania. Zalecane jest stosowanie kondensatora filtrującego jak najbliżej wyprowadzeń zasilania modułu.



Rys. 3. Schemat aplikacyjny modułu zegarowego MZ-06

Regulację częstotliwości generatora wzorcowego wykonuje się trymerem C1. Częstościomierzem-czasomierzem mierzy się sygnał na wyjściu 1 Hz lub 64 Hz. Dołączenie sondy pomiarowej do obwodu generatora spowoduje jego rozstrojenie. Na częstotliwość drgań generatora ma wpływ również napięcie zasilania. Podczas pracy modułu w silnych i zmiennych polach elektrycznych lub magnetycznych, np. przy odbiorniku TV, mogą wystąpić nieprawidłowe wskazania. W takich wypadkach zaleca się połączenie wyprowadzenia K4 : ON/OFF z U_{DD} kondensatorem o pojemności większej niż 10 nF. Moduł MZ-06 w podstawowym zastosowaniu spełnia następujące funkcje:

1. Jako zegar

- Wskazuje czas bieżący w cyklu 24-godzinnym (godziny, minuty) oraz datę (dzień miesiąca, miesiąc). Wskazania te są wyświetlane na przemian: 8 s czas, 2 s data. *Cd. na str. 20*

Tablica 1. **Parametry dopuszczalne modułu zegarowego MZ-06**

Napięcie zasilania	U_{ss}	−0,3 ÷ +20 V
Napięcie na wyprowadzeniach K1, K2, K3, K4, MEL, ON/OFF	U_x	−0,3 – +25 V
Prąd wyjściowy wyjść segmentowych	I_o	100 mA
Temperatura otoczenia podczas pracy	t_{amb}	0 – +55°C
Temperatura przechowywania	t_{stg}	−55 – +70°C

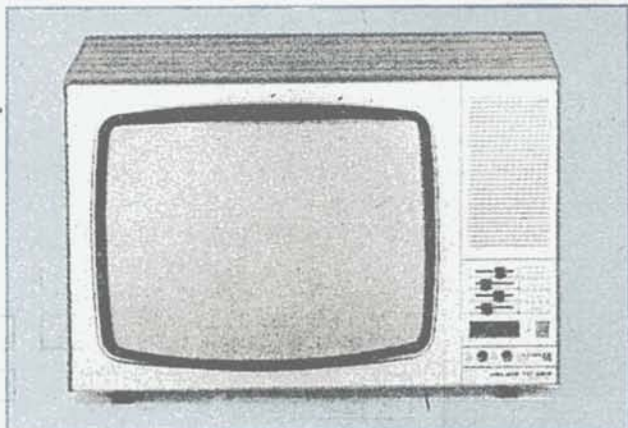
Tablica 2. **Parametry charakterystyczne układu zegarowego MZ-06**

Napięcie zasilania	U_{ss}	+5 – +9 V
Średni prąd zasilania (USS = +9 V)	I_{ss}	≤25 mA
Napięcie na wyjściach ON/OFF i MEL		
— w stanie niskim	U_{OL}	≤(U_{DD}+0,1) V
— w stanie wysokim	U_{OH}	≥(U_{ss}−1) V
Napięcie na wejściach K1, K2, K3, K4		
— w stanie niskim	U_L	≤U_{DD} V
— w stanie wysokim	U_H	≥(U_{ss}−0,5) V
Napięcie na wyjściach segmentowych w stanie niskim	U_{OSL}	≤1,9 V
Prąd wyjściowy wyjść segmentowych w stanie wysokim (U_{OSH} = 5 V)	I_{OSH}	≤100 µA
Obciążalność prądowa wyjść ON/OFF i MEL	I_o	≤0,5 mA
Obciążalność prądowa wyjścia A	I_{OA}	≤70 mA
Obciążalność prądowa wyjść segmentowych	I_{OS}	≤25 mA
Okres sygnału na wyjściu 1 Hz przy U_{ss} = 7,5 V	t	1000±0,005 ms

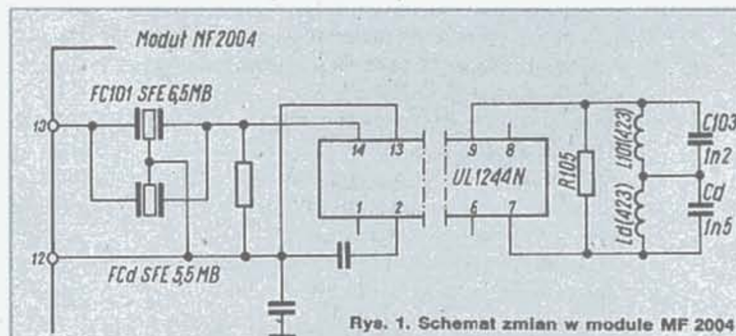
Odbiornik telewizyjny Helios TC 503

mgr inż. Krzysztof Ślusarczyk

Odbiornik telewizji kolorowej Helios TC 503 jest dwustandardową (CCIR-OIRT) i dwusystemową (SECAM-PAL) wersją odbiornika Helios TC 500. W odbiorniku zastosowano nowe rozwiązania modułów p.cz. i fonii umożliwiające odbiór i demodulację sygnału różnicowego fonii o częstotliwościach 5,5 i 6,5 MHz, a także nowy moduł dekodera i wzmacniaczy wizyjnych. Konstrukcja tych modułów zastępujących dotychczas stosowane moduły MP 2007, MF 2004, MD 2021 i MW 2001 została pomyślana tak, aby zminimalizować liczbę niezbędnych zmian elektrycznych istniejących w OTVC Helios TC 500. Założenie takie przyjęto m.in. z myślą o uproszczeniu procedury przeróbki już eksploatowanych odbiorników Helios w wersji SECAM. Artykuł zawiera informacje pomocne przy dokonywaniu takich przeróbek, szczegółowe opisy działania dekodera dwustandardowego i związanych z nim wzmacniaczy wizyjnych, a także opis strojenia i regulacji dekodera, wzmacniaczy wizyjnych i innych układów podlegających zmianom. Szczególnie dużo miejsca poświęcono opisowi dekodera, jego strojenia i regulacji ze względu na nową, odmienną od dotychczas stosowanych w odbiornikach krajowych, metodę dekodowania sygnału systemu SECAM.



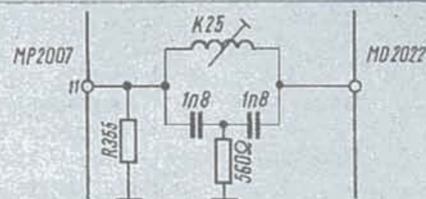
Przygotowanie odbiornika do odbioru sygnałów fonii o częstotliwości różnicowej 5,5 oraz 6,5 MHz wymaga przede wszystkim zmian w module fonii. Polegają one na modyfikacji charakterystyki obwodu wejściowego demodulatora i jego charakterystyki demodulacji tak, aby uzyskać dwie krzywe „S" z punktami zerowymi odpowiadającymi częstotliwościom 5,5 MHz i 6,5 MHz. Najprostszym sposobem uzyskania takiej charakterystyki demodulacji przy wykorzystaniu zastosowanego w OTVC Helios TC 500 modułu MF 2004 jest równoległe dołączenie do istniejącego w tym module filtru ceramicznego FCM — 6,5 MHz, analogicznego filtru na częstotliwość 5,5 MHz (SFE — 5,5 MHz) oraz dodanie szeregowo z istniejącym obwodem referencyjnym demodulatora koincydencyjnego (L101, C103) obwodu rezonansowego równoległego L_dC_d, jak na rys. 1.



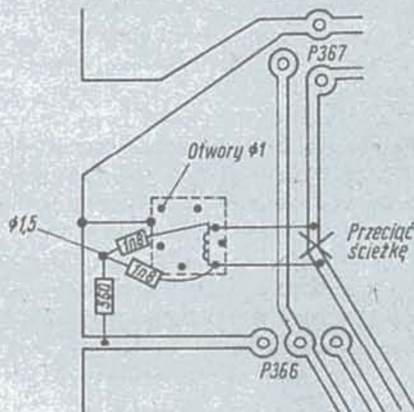
Rys. 1. Schemat zmian w module MF 2004

Pozostawienie modułu p.cz. MP 2007 w odbiorniku, który będzie odbierał fonię nadawaną w dwóch standardach, wymaga zastosowania dodatkowej pułapki, dostrojonej do częstotliwości różnicowej fonii 5,5 MHz (rys. 2). Próba jednoczesnej eliminacji obu częstotliwości różnicowych metodą przestrojenia istniejącej pułapki 6,5 MHz na częstotliwość 5,5 MHz (tłumienie częstotliwości 6,5 MHz wynikałoby wtedy z przebiegu charakterystyki częstotliwościowej pułapki powyżej rezonansu) mogłaby okazać się nieskuteczna. Z tego też względu zaleca się dodatkowo przestrojenie pułapki L64 kształtującej charakterystykę filtru p.cz. z częstotliwości 31,6 MHz na 32,5 MHz. Konfigurację pułapki 5,5 MHz na wyjściu modułu p.cz. przedstawiono na rys. 2. Pułapki zaleca się montować na płycie głównej bloku sygnałowego po wywierceniu otworów przeznaczonych do montażu filtru i dodatkowych elementów RC. Sposób instalowania dodatkowej pułapki jest przedstawiony na rys. 3.

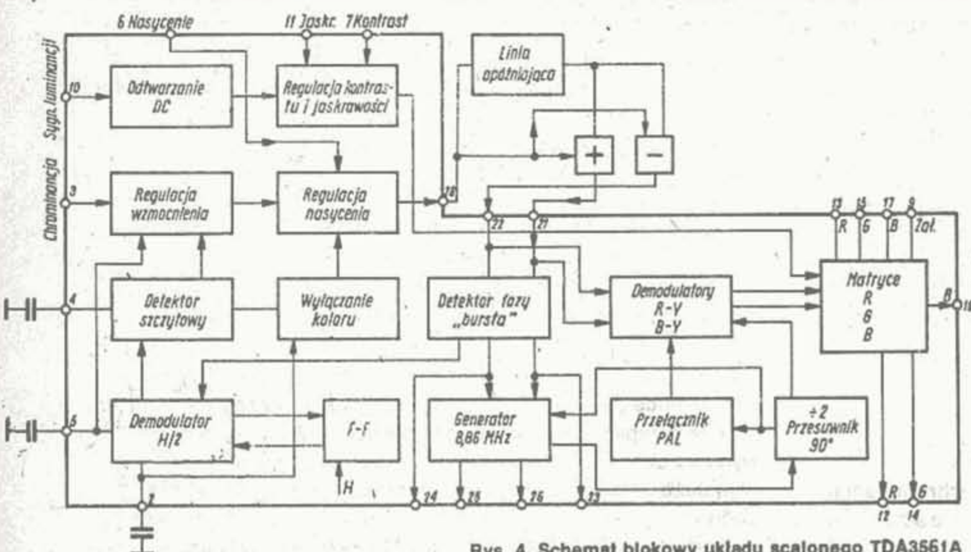
Przystosowanie odbiornika do odbioru dwustandardowego dokonuje się przez wymianę modułu dekodera SECAM MD2021 na moduł dekodera SECAM-PAL MD 2022 oraz wymianę modułu MW 2001 na MW 2002. Ze względu na różne charakterystyki regulacyjne jaskrawości, kontrastu i nasycenia niezbędne są też zmiany na płytce PP 2030 polegające na



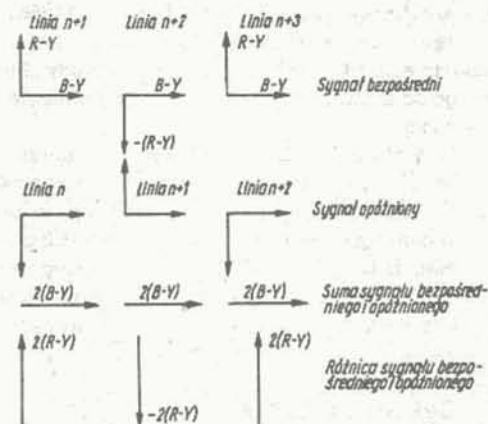
Rys. 2. Schemat dodatkowej pułapki częstotliwości różnicowej fonii 5,5 MHz



Rys. 3. Sposób zainstalowania dodatkowej pułapki na płycie BS 2030



Rys. 4. Schemat blokowy układu scalonego TDA3561A



Rys. 5. Zasada rozdziału składowych podnośnej chrominancji

rozszerzeniu zakresu regulacji jaskrawości (zwarcie rezystora R855 i R868), kontrastu (zwarcie R857 i R860 oraz zmiana wartości R854 z 10 kΩ na 47 kΩ), i nasycenia (zwarcie R856 i R859). Należy też zamienić miejscami przewody doprowadzające do nasadki M353: kontrast (końcówka 7 nasadki) z jaskrawością (końcówka 5 nasadki). Na płycie głównej BS 2030 zwory M359 i M60 należy zastąpić rezystorami 47 kΩ. Na płycie głównej bloku BO 2030 należy przeciąć ścieżkę łączącą katodę diody D653 z emiterem tranzystora T651. Dzięki tej zmianie do dekodera MD 2022 zostaje doprowadzony impuls gaszący ramki (do dekodera MD 2021 był doprowadzany całkowity impuls gaszący linii i ramki), wykorzystywany do uaktywnienia układu identyfikacji SECAM podczas występowania impulsów identyfikacji koloru na liniach 7...15 i 320...328.

Dekoder MD 2022

W skład dekodera MD 2022 wchodzą układy scalone TDA3590A i TDA3561A (Philips), które są kolejną modyfikacją wprowadzonych przez tę firmę na rynek w początkach lat osiemdziesiątych układów TDA3560 i TDA3590.

Układ scalony TDA3561A jest kompletnym dekoderem PAL, do wejścia którego doprowadza się całkowity sygnał wizyjny PAL, a na wyjściu otrzymuje się sygnały R, G, B.

Wyjściowe sygnały kolorów podstawowych są uzupełnione o przebiegi wygaszania powrotów plamki, a towarzysząca im składowa stała charakteryzuje się wysoką stabilnością czasu i temperatury. Zapewnia to dobrą stabilność punktów pracy wzmacniaczy wizyjnych, a zatem i równowagi bieli na ekranie odbiornika.

W układzie scalonym TDA3590A odbywa się proces przetwarzania (transkodowanie) podnośnej chrominancji SECAM na sygnał, zbliżony parametrami do podnośnej chrominancji PAL (tzw. quasi-PAL). Układ wykorzystywany do transkodowania składa się z uproszczonego dekodera SECAM i uproszczonego kodera PAL. Sygnał wyjściowy układu TDA3590A zawiera wszystkie elementy, niezbędne do prawidłowego przetworzenia go w dekoderze PAL na sygnały różnicowe i dalej na sygnały podstawowe.

Dekoder PAL

Podczas odbioru sygnału PAL sygnał chrominancji jest doprowadzany do wyprowadzenia 3 układu TDA3561A (rys. 4). Sygnał ten zawiera:

— podnośną chrominancji zmodulowaną kwadraturowo, zawierającą informację o sygnałach różnicowych R-Y i B-Y;
— sygnał synchronizacji koloru PAL (zwany sygnałem burst-PAL) dostarczający informację o fazie podnośnej chrominancji i fazie składowej R-Y.

Wyprowadzenie 3 ukłdu TDA3561A jest wejściem układu automatycznej regulacji wzmocnienia sygnału chrominancji. Kluczowany układ regulacji nasycenia powoduje zmianę amplitudy podnośnej chrominancji współbieżnie ze zmianami napięcia, doprowadzanego z suwaka potencjometru nasycenia, z zachowaniem stałej amplitudy sygnału identyfikacji. Z wyprowadzenia 28 sygnał jest doprowadzany do układu rozdziału składowych podnośnej chrominancji. W skład tego układu wchodzi linia opóźniająca 64 µs oraz układy sumowania i odejmowania sygnału opóźnionego i bezpośredniego, znajdujące się w układzie TDA3590A. Działanie układu rozdziału składowych chrominancji ilustruje rys. 5.

Do wejścia linii opóźniającej jest doprowadzona podnośna chrominancji o przesuniętych względem siebie w fazie o 90° składowych R-Y i B-Y. Zgodnie z zasadami kodowania w systemie PAL faza składowej R-Y zmienia się co drugą linię o 180°.

W wyniku sumowania i odejmowania sygnału bezpośredniego i opóźnionego uzyskujemy składowe R-Y i B-Y o podwójnej amplitudzie. Tak rozdzielone sygnały zostaną doprowadzone do końcówek 21 i 22 układu TDA3561A. tzn. do demodulatorów R-Y i B-Y oraz do detektora fazy „bursta". W detektorze tym odbywa się porównanie fazy impulsu identyfikacji PAL z fazą przebiegu generatora lokalnego. Wynikiem tego porównania jest napięcie błędu, które służy do przestrojenia generatora tak, aby uzyskać współbieżność fazy „bursta" z przebiegiem regenerowanej podnośnej PAL. Częstotliwość generatora lokalnego jest równa podwójnej częstotliwości podnośnej PAL (2 × 4,433 618 MHz = 8,867 MHz), co zdecydowanie ułatwia proces uzyskiwania składowych zregenerowanej podnośnej chrominancji, przesuniętych w fazie o 90°, metodą podziału przez 2 w przerzutnikach wyzwalanych zboczami przednim i tylnym. Składowe te są doprowadzane do demodulatorów sygnałów różnicowych, przy czym składowa R-Y podlega dodatkowo w przełączniku PAL zmianom fazy 0°/180°.

Współbieżność zmiany fazy zregenerowanej podnośnej ze składową R-Y podnośnej chrominancji w sygnale wizyjnym zapewnia demodulator H/2, w którym porównuje się stan przerzutnika sterującego przełącznik PAL z aktualną fazą

„bursta" (jak już wspomniano, sygnał identyfikacji zawiera informację o fazie składowej R-Y). Demodulator H/2 dostarcza ponadto (wyprowadzenie 2 układu TDA3561A) napięcia, służącego do wyłączania koloru w braku sygnału „bursta" oraz napięcia proporcjonalnego do amplitudy „bursta", a służącego do automatycznej regulacji wzmocnienia sygnału chrominancji.

Przy chwilowych zanikach sygnału „bursta" lub chwilowym braku zgodności fazy „bursta" z przebiegiem generatora lokalnego (co może się zdarzać, np. w pracy z magnetowidem), na wyjściach demodulatora H/2 pojawiają się stany nieustalone. Układ detektora szczytowego zapewnia eliminację skutków występowania tych stanów, które powodowałyby bez niego chwilowe, gwałtowne zmiany nasycenia kolorów na ekranie.

Dekoder SECAM

Podczas dekodowania sygnału podnośnej chrominancji SECAM uczestniczą oba układy scalone. W układzie scalonym TDA3590A odbywa się transkodowanie sygnału podnośnej chrominancji SECAM na sygnał quasi-PAL. Polega to na:

a) demodulacji sygnału podnośnej chrominancji bez użycia charakterystycznego dla konwencjonalnego dekodera SECAM przełącznika torów, w wyniku czego uzyskuje się sekwencyjnie występujące sygnały różnicowe R-Y i B-Y. Ten sposób demodulacji umożliwia zastosowanie jednego demodulatora, a poza tym eliminuje charakterystyczne dla dekodera SECAM prześwity krzyżowe, powstające w wyniku wzajemnego przenikania zmodulowanych częstotliwościowo sygnałów chrominancji występujących jednocześnie w przełączniku torów, a także prześwitów powstających w wyniku ech w linii opóźniającej chrominancji;

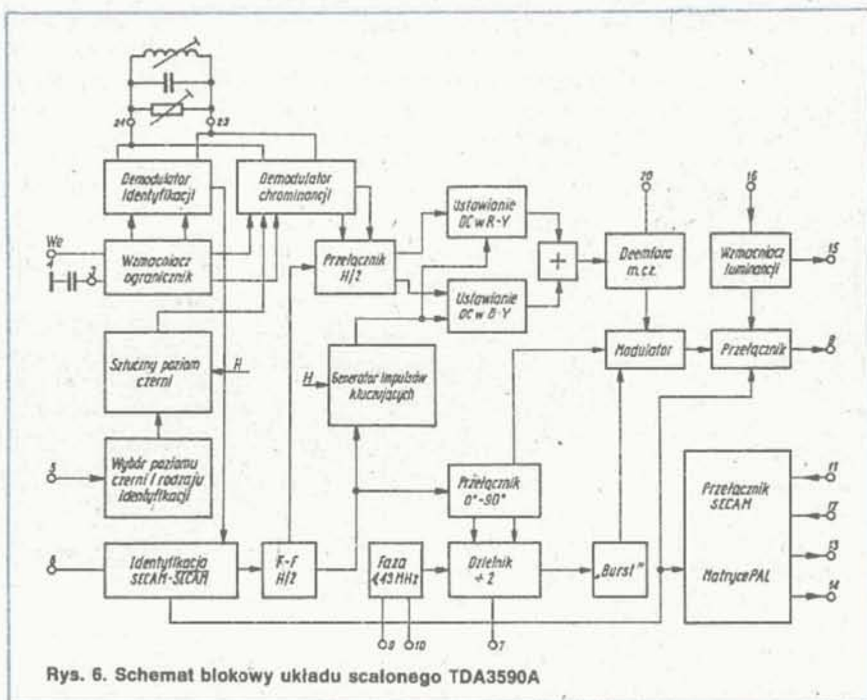
b) modulacji tak uzyskanych sygnałów różnicowych w modulatorze zrównoważonym, do którego doprowadza się przebieg modulowany o częstotliwości odpowiadającej podnośnej chrominancji PAL (4,433619 MHz) i w skokowo zmieniającej się fazie (0°/90°) zależnie od rodzaju przebiegu modulującego R-Y lub B-Y;

c) wytworzeniu sygnału identyfikacji PAL („burst" — PAL).

W omawianym rozwiązaniu transkodera wykorzystano możliwość znacznego uproszczenia sygnału identyfikacji. Sygnał ten nie jest niezbędny do regeneracji podnośnej PAL ze względu na wykorzystanie oscylatora związanego z dekoderem PAL jako źródła sygnału modulowanego w modulatorze sygnału quasi-PAL. Powinien on jednak umożliwić rozpoznanie rodzaju linii w sygnale quasi-PAL, co uzyskuje się przez umiejscowienie sygnału „burst" w linii R-Y. Faza tego przebiegu jest zgodna z fazą podnośnej chrominancji dla linii R-Y. Schemat blokowy transkodera TDA 3590A jest przedstawiony na rys. 6.

Sygnał podnośnej chrominancji SECAM po przejściu przez filtr dzwonowy (deemfaza w.cz.) jest doprowadzany do końcówki 4 układu scalonego TDA3590A, stanowiącej wejście wzmacniacza-ogranicznika. Z wyjść tego układu sygnał jest doprowadzany do demodulatora identyfikacji i demodulatora chrominancji mających wspólny obwód referencyjny w formie obwodu równoległego RLC. Uzyskane na wyjściu demodulatora chrominancji sekwencyjne sygnały różnicowe podlegają następnie obróbce, w wyniku której odbywa się wyrównanie składowych stałych w tych sygnałach.

Wyrównanie składowych stałych oraz ustalanie wartości napięcia stałego odpowiadającego częstotliwościowym spoczynkowym podnośnej chrominancji, może się odbywać w sposób dwojaki, zależnie od napięcia doprowadzonego do wyprowadzenia 5 układu TDA3590A. Dla napięć ⩽ 2 V ustalanie wartości napięcia stałego w sygnałach różnicowych odbywa się na zasadzie odtwarzania składowej stałej dla zdemodulowanych impulsów gaszących linii („burst" SECAM). Dostrojenie obwodu referencyjnego ma w tym rodzaju pracy niewielki wpływ na wartość napięcia stałego w przetworzonych sygnałach różnicowych. Wymagane jest jednak, aby sygnały „burst" SECAM nie podlegały jakimkolwiek zniekształceniom polegającym na skróceniu czasu trwania lub też przypadkowym zmianom częstotliwości, innym niż to wynika z zasad systemu SECAM. Zniekształcenia takie powodują duże niestabilności koloru na ekranie odbiornika. Biorąc pod uwagę możliwość niespełnienia powyższych uwarunkowań, producent przewidział inny sposób wyrównywania i ustalania składowej w sygnałach różnicowych, uzyskiwany



Rys. 6. Schemat blokowy układu scalonego TDA3590A

przy napięciu na wyprowadzeniu 5 większym o 2 V. Polega on na „wtapianiu" sztucznych poziomów czerni w zdemodulowane sygnały różnicowe.

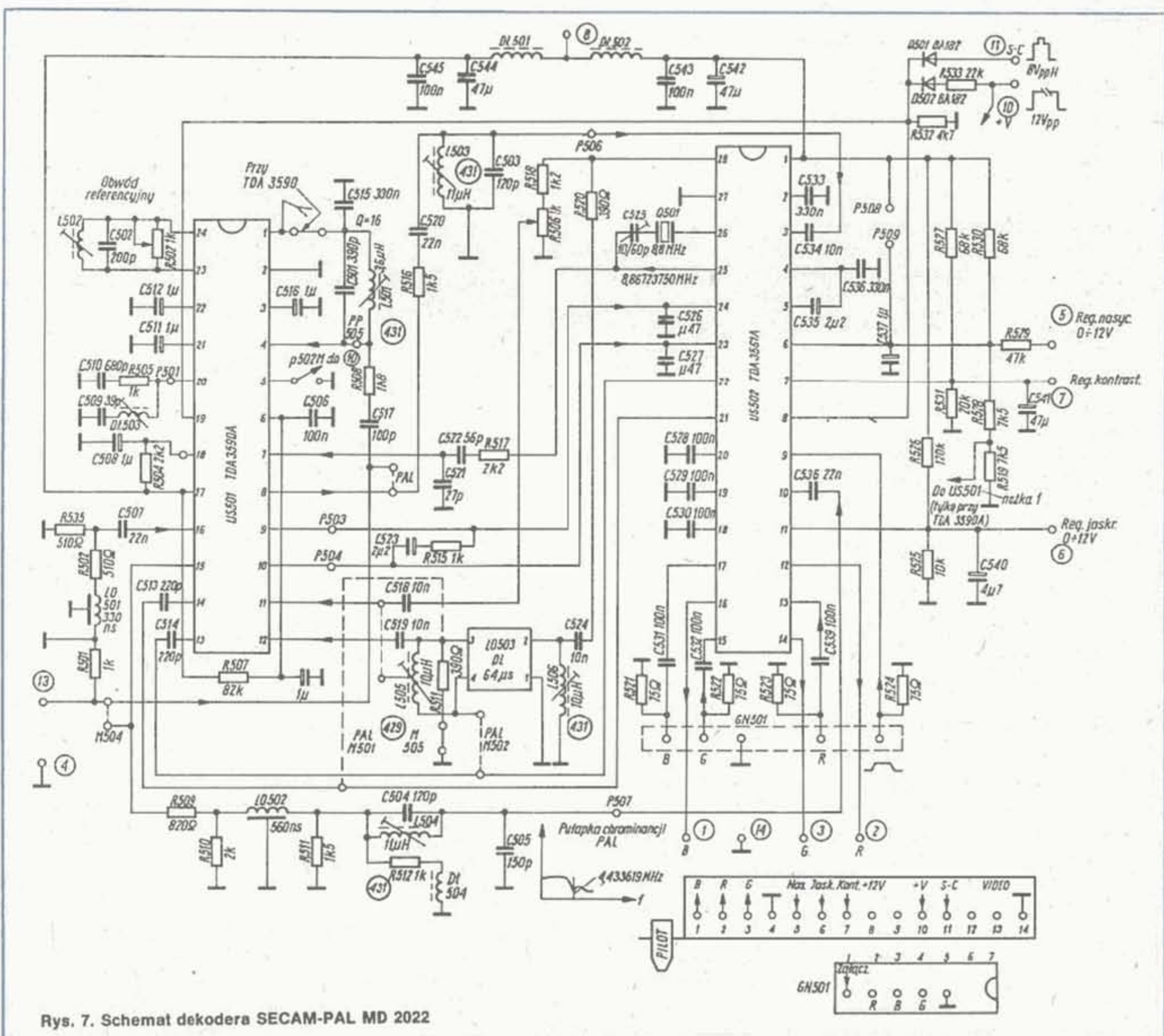
Strojenie demodulatora chrominancji polega tu na zrównaniu napięć stałych, odpowiadających częstotliwościom spoczynkowym podnośnej chrominancji ze sztucznymi poziomami czerni. Wymaga to strojenia częstotliwości rezonansu obwodu referencyjnego oraz doboru jego dobroci (nachylenia charakterystyki demodulacji). Sygnały różnicowe są następnie przesyłane do układu deemfazy m.cz., a następnie — do modulatora quasi-PAL.

Sygnał modulowany jest przebiegiem o częstotliwości podnośnej chrominancji PAL, o sekwencyjnie zmienianej fazie 0°/90° w takt zmian rodzaju modulujących sygnałów różnicowych, uzyskiwanym drogą podziału przez dwie częstotliwości sygnału lokalnego generatora kwarcowego o częstotliwości ok. 8,86 MHz. Ze względu na to, że podział ten może się odbywać z dokładnością 180°, niezbędne jest ustawianie fazy

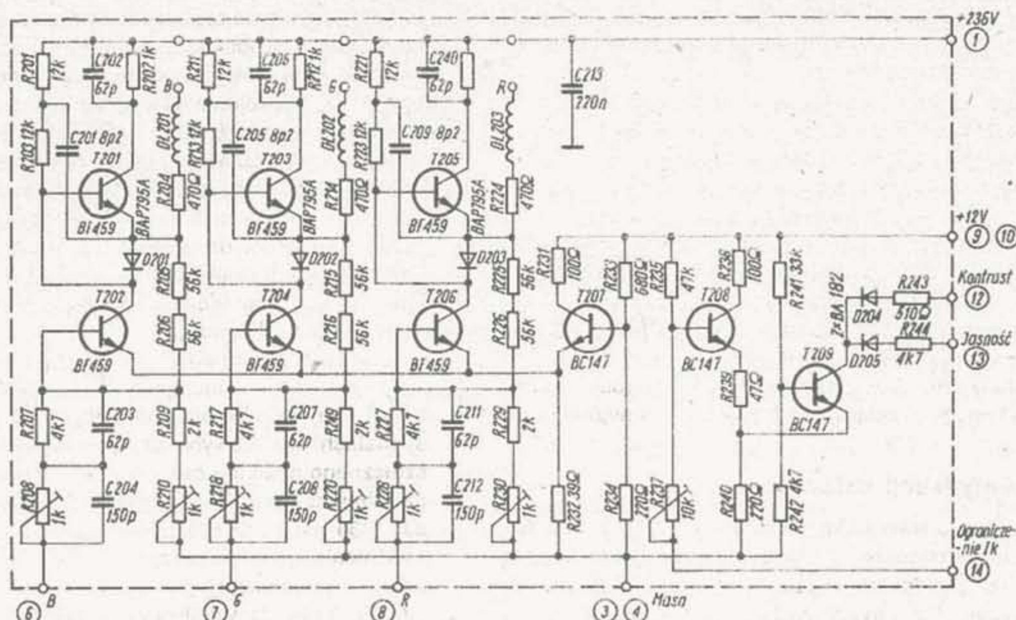
przebiegu powstałego w wyniku podziału przez doprowadzenie do wyprowadzeń 9 i 10 układu scalonego TDA3590A impulsu korekcyjnego, pochodzącego z detektora fazy „bursta" w układzie TDA3561A.
Wyjście modulatora quasi-PAL jest połączone z przełącznikiem, który do wyjścia układu (wyprowadzenie 8) doprowadza całkowity sygnał wizyjny PAL lub występujący przy odbiorze SECAM sygnał quasi-PAL. Do wyprowadzeń 11 i 12, niezależnie od rodzaju pracy dekodera, są doprowadzane sygnały chrominancji — bezpośredni i opóźniony. Przy dekodowaniu PAL układ ten pełni funkcję matrycyPAL, dokonującej rozdziału sygnału podnośnej chrominancji na składowe R-Y i B-Y drogą sumowania i odejmowania sygnałów bezpośredniego i opóźnionego. Podobny rozdział jest dokonywany również podczas pracy SECAM z tą jednak różnicą, że odbywa się to drogą krzyżowego przełączania obu rodzajów sygnałów.

Układ identyfikacji koloru

Układ ten steruje wszystkimi podstawowymi układami funkcjonalnymi transkodera: odpowiednio przełącza sygnały różnicowe po demodulacji SECAM, przełącza fazę sygnału modulowanego, doprowadzanego do modulatora quasi-PAL oraz decyduje o rodzaju sygnału doprowadzanego do wyjścia układu i o rodzaju obróbki sygnałów bezpośredniego i opóźnionego. Strojenie tego układu odbywa się jednocześnie ze strojeniem demodulatora chrominancji, a właściwe zestrojenie punktu zerowego tego demodulatora zapewnia również optymalne zestrojenie układu identyfikacji. O rodzaju impulsów identyfikacji, na które reaguje układ, decyduje wartość napięcia, występującego na wyprowadzeniu 5 układu scalonego TDA3590A. Dla napięcia 0 ÷ 8 V układ pracuje z częstotliwością linii, dla napięcia 8 ÷ 12 V — z częstotliwością ramki. W module MD 2022 do wyprowadzenia 5 jest doprowadzany impuls gaszący ramki z bloku BO 2030 przez znajdującą się tam diodę D653; przebieg wygaszający ramki występujący na wyprowadzeniu 5 układu TDA3590A zmienia się w zakresie 6 V (podstawa impulsu) do 12 V (poziom górny impulsu). Wymusza to pracę układu identyfikacji z częstotliwością linii i ramki, a układ wyrównywania i utrzymywania składowej stałej w sygnałach różnicowych pracuje na zasadzie „wtapiania" sztucznego poziomu czerni. Zastosowanie przedstawionych na schemacie (rys. 7) dwóch linii opóźniających luminancji LO 501 (330 ns) i LO 502 (560 ns) wynika z różnych czasów opóźnienia sygnałów chrominancji względem sygnałów luminancji, występujących przy przetwarzaniu sygnałów SECAM i PAL. Podczas pracy dekodera w systemie SECAM biorą udział obie linie, przy pracy w systemie PAL — tylko linia LO 502.



Rys. 7. Schemat dekodera SECAM-PAL MD 2022



Rys. 8. Schemat ideowy modułu wzmacniacza wizji MW 2002

Jako uzupełnienie do opisu działania dekodera podajemy funkcje spełniane przez niektóre elementy, podane na schemacie dekodera z rys. 7.

L504, C504 — eliminator podnośnej chrominancji w fazie luminancji
L501, C501 — deemfaza w.cz.
L503, C503 — filtr pasmowy PAL
L502, C502, R502 — obwód referencyjny demodulatora SECAM i identyfikacji
Dl 503, C509 — eliminator drugiej harmonicznej podnośnej chrominancji SECAM w sygnałach różnicowych po demodulacji amplitudy sygnału bezpośredniego podnośnej chrominancji PAL lub quasi-PAL
L505, L506 — dopasowanie linii opóźniającej 64 µs
C516 — kondensator filtrujący w gałęzi sprzężenia zwrotnego układu ograniczającego
C506 — kondensator magazynujący w układzie detektora identyfikacji SECAM
C526, C527 — układ filtrujący detektora fazy „bursta"
R515, C523
C511, C512 — kondensatory magazynujące układu utrzymywania składowej stałej w sygnałach różnicowych SECAM
C533, C535, C536 — kondensatory filtrujące demodulatora H/2
C530, C529, C528 — kondensatory magazynujące w układzie odtwarzania składowych stałych sygnałów R, G, B
D501, D502 — układ sumowania dwupoziomowego impulsu „sand — R533, R532 castle" z impulsem powrotu ramki
Gniazdo GN501 — wejście zewnętrznych sygnałów R, G, B oraz sygnału włączania (włączanie szybkie)
C525 — trymer regulacji częstotliwości wolnobieżnej generatora kwarcowego 8,86 MHz

Wzmacniacze wizyjne MW 2002

W skład modułu MW 2002 (rys. 8) wchodzą wzmacniacze wizyjne R, G, B (tranzystory T202, T204 i T206), układ ograniczania prądu kineskopu (tranzysory T208 i T209) oraz źródło polaryzacji emiterów wzmacniaczy wizyjnych (tranzystor T207).

Wzmacniacze R, G, B pracują w układzie z obciążeniem aktywnym o konfiguracji znanej z rozwiązania modułu MW 2001. Różnica polega jedynie na sposobie realizacji pętli sprzężenia zwrotnego. W module MW 2001 pętla ta, zarówno stałoprądowa jak i zmiennoprądowa, obejmowała wzmacniacze wizyjne oraz układ matryc A232D. W module MW 2002, ze względu na stabilność parametrów sterujących sygnałów podstawowych, pętla ma charakter lokalny i obejmuje pojedynczy stopień wzmacniacza.

O dobrej stabilności napięć wyjściowych całego toru, niezwykle ważnej z punktu widzenia stabilności równowagi bieli na ekranie odbiornika decyduje bardzo dobra stabilność składowej stałej w sterujących sygnałach R, G, B uzyskiwanych z układu scalonego TDA3561A oraz silne ujemne sprzężenie zwrotne w każdym z końcowych wzmacniaczy wizyjnych, uzyskiwane dzięki dużej amplitudzie sygnałów sterujących.

Regulacje

1. Regulacja i strojenie dekodera PAL

Ze względu na specyfikę działania układu pierwszą czynnością musi być strojenie dekodera PAL.

Do wejścia antenowego odbiornika doprowadza się sygnał telewizyjny pasów kolorowych PAL, po czym przeprowadza się następujące czynności.

a) Zestrojenie częstotliwości wolnobieżnej generatora lokalnego

Zwieramy ze sobą punkty pomiarowe P503 i P504 (rys. 7), co unieruchamia detektor „bursta" i powoduje wolnobieżną pracę generatora. Następnie zwieramy ze sobą punkty pomiarowe P509 i P508, wymuszając pojawienie się na ekranie odbiornika obrazu kolorowych pasków o płynnie zmieniających się kolorach. Gęstość pasków świadczy o stopniu odstrojenia generatora względem częstotliwości podnośnej chrominancji w sygnale. Trymerem C525 doprowadzamy do przejścia tych pasków w wolno zmieniające się płaszczyzny barwne (stroić śrubokrętem z materiału dielektrycznego po uprzednim kilkuminutowym wygrzaniu odbiornika).

b) Zestrojenie pułapki podnośnej chrominancji

Sondę oscyloskopu podłączamy do wyprowadzenia 2 modułu (wyjście sygnału R) i wkręcając rdzeń cewki L504 uzyskujemy minimalną amplitudę resztkowej podnośnej chrominancji. Charakterystyka pułapki podnośnej chrominancji jest tak ukształtowana, że dostrojenie jej do częstotliwości odpowiadającej podnośnej chrominancji PAL zapewnia jednoczesną skuteczną eliminację podnośnej chrominancji w sygnale SECAM.

c) Strojenie filtru wejściowego dekodera PAL

Oscyloskop jest dołączony jak w p. b), a rdzeniem cewki L503 stroimy tak, aby uzyskać ostre, nieoscylacyjne skoki napięcia w sygnale R.

d) Strojenie układu rozdziału składowych podnośnej chrominancji

Strojenie to wykonuje się w dwóch etapach. W pierwszym etapie stroi się filtry dopasowujące linię opóźniającą LO503 tak, aby uzyskać przesunięcie fazowe sygnału opóźnionego względem sygnału nie opóźnionego dokładnie o 180°. Jak łatwo zauważyć na rys. 5, inne przesunięcie fazowe będzie powodowało wzajemne przenikanie sygnałów różnicowych po demodulacji. W sygnałach wyjściowych R i B objawi się to różnicami kształtu sąsiednich linii, a na obrazie pojawi się wyraźna struktura liniowa (co druga linia będzie miała większe nasycenie).

W trakcie strojenia potencjometr R506 powinien być ustawiony w położeniu środkowym.

Drugi etap strojenia polega na regulacji potencjometru R506 i jest wykonywany w czasie odbioru sygnału SECAM. Rezultatem właściwej regulacji jest wyrównanie amplitud sygnałów różnicowych, pochodzących z sygnału bezpośredniego i opóźnionego. W tym wypadku zaleca się obserwację sygnału B. Regulację potencjometrem R506 przeprowadza się po uprzednim zestrojeniu demodulatora SECAM.

2. Strojenie dekodera SECAM

Do wejścia odbiornika należy doprowadzić sygnał telewizyjny pasów kolorowych SECAM. Najpierw należy zestroić układ deemfazy w.cz. W tym celu podłączamy niskopojemnościową sondę oscyloskopu — przez połączony z nią szeregowo rezystor separujcy — do punktu pomiarowego P505. Strojąc rdzeniem cewki L501 uzyskujemy sygnał podnośnej chrominancji o minimalnej modulacji amplitudy.

Przeprowadzane w ten sposób strojenie wymaga spełnienia kilku warunków: użycia sondy o pojemności nie przekraczającej 20 pF, właściwej charakterystyki łącznej głowicy w.cz. i toru p.cz. strojonego odbiornika oraz dobrej jakości modulatora w generatorze sygnałów testowych. Jeżeli nie ma pewności spełnienia tych warunków, należy stroić obserwując sygnały różnicowe w punkcie pomiarowym P501 po uprzednim zestrojeniu demodulatora SECAM. Przy właściwym zestrojeniu układu deemfazy w.cz. sygnały różnicowe nie mają „przerostów" i zniekształceń.

Wstępne zestrojenie demodulatora SECAM polega na takim ustawieniu rdzenia cewki L502, aby fragmenty sygnałów R-Y i B-Y odpowiadające paskom białym (czarnym) pokryły się. Obserwować sygnał w punkcie pomiarowym P501 przy ustawieniu R502 w położeniu środkowym. Dokładne zestrojenie demodulatora powinno być dokonywane przy użyciu generatora dającego obraz o dużych płaszczyznach, w których podnośna chrominancji ma wartość spoczynkową (tzw. zero kolorowe, które występuje, np. po wyłączeniu modulacji podnośnej chrominancji sygnałami różnicowymi). Elementy L502 i R502 należy regulować tak, aby przy regulacji nasycenia nie występowała zmiana barwy ekranu.

Podane wyżej czynności strojenia wymagają użycia generatora sygnału PAL, co może być kłopotliwe. Przy odrobinie wprawy wszystkie te czynności można wykonać przy użyciu sygnału testowego SECAM. Wyjątek stanowi tu zestrojenie częstotliwości wolnobieżnej generatora lokalnego, co jednak nie jest krytyczne dla działania dekodera SECAM. □

Moduł zegarowy MZ-06

Cd. ze str. 14.

- Wskazuje na żądanie jednostki minut oraz jednostki i dziesiątki sekund czasu bieżącego. Wskazanie jest wyświetlane w sposób ciągły.
- Zmienia liczbę dni lutego w zależności od stanu licznika lat. Po włączeniu zasilania ustawia się na rok przestępny.
- Sygnalizuje na żądanie wybrany dzień miesiąca przez pulsujące wyświetlanie czasu bieżącego (częstotliwość 1 Hz) i wyświetlanie w sposób ciągły przez 2 sekundy daty.
- Zeruje na żądanie sekundy i minuty czasu bieżącego, przy czym stan licznika godzin nie zmienia się, jeżeli liczba minut jest w zakresie 1÷30 lub jest zwiększany o jeden, gdy liczba minut jest większa od 30 (tzw. zero adjust).

2. Jako budzik

- Emituje modulowany sygnał akustyczny oraz zmienia stan wyjścia sterującego ON/OFF na aktywny przy zgodności czasu bieżącego z nastawionym czasem budzenia.
- Utrzymuje sygnał budzenia oraz stan aktywny na wyjściu ON/OFF przez 99 minut.
- Umożliwia kasowanie sygnału budzenia do następującej koincydencji nastawionego czasu budzenia i czasu bieżącego. Stan wyjścia ON/OFF zmienia się na nieaktywny.
- Umożliwia wyłączenie sygnału budzenia na 9 minut. Wyłączenie to może być powtarzane wielokrotnie w całym zakresie aktywności budzika, tzn. w ciągu 99 minut (tzw. snooze), bez zmiany stanu wyjścia ON/OFF.

3. Jako timer

- Uruchomienie timera następuje podczas ustawiania zawartości licznika na liczbę różną od zera, przy czym stan wyjścia ON/OFF jest zmieniany na aktywny. Maksymalny zakres licznika — 99 minut. Po odmierzeniu nastawionej liczby minut zmienia się stan wyjścia ON/OFF na nieaktywny (tzw. sleep).

Opracowano na podstawie TWT-85/CEMI/B-902 „Moduł zegara elektronicznego MZ-06") □

KONKURS

na najlepsze artykuły w „Radioelektroniku"

Przypominamy, że Wydawnictwo NOT—SIGMA oraz redakcja miesięcznika „Radioelektronik" w nr 1/1987 ogłosiły stały konkurs na najlepsze artykuły nadesłane przez Czytelników i opublikowane w „Radioelektroniku".

Warunki konkursu

1. Konkursem są objęte dwie kategorie prac opublikowanych w „Radioelektroniku".
   I. Artykuły opisujące urządzenia elektroniczne zbudowane i wypróbowane przez autora, np. urządzenia przydatne w domu, samochodzie lub warsztacie.
   II. Artykuły o charakterze informacyjno-poznawczym popularyzujące rozwijające się dziedziny elektroniki (np. mikroelektronikę, telewizję satelitarną, nowe technologie).
2. Nadesłane artykuły muszą być oryginalne i dotychczas nie publikowane. Powinny mieć formę maszynopisu (2 egz.). Opis urządzenia powinien zawierać schematy, niezbędne szkice konstrukcyjne i fotografie.
3. W konkursie mogą brać udział autorzy indywidualni i zespoły autorskie.
4. Kolegium redakcyjne oceni opublikowane w każdym roczniku „Re" prace i przyznaje nagrody.
5. Nagrody
   Za artykuły opisujące urządzenia:
   I nagroda 45 tys. zł; II nagroda 30 tys. zł; III nagroda 20 tys. zł
   Za artykuły informacyjno-poznawcze:
   I nagroda 35 tys. zł; II nagroda 20 tys. zł.
   Redakcja zastrzega sobie prawo do innego podziału nagród.
6. Ogłoszenie wyników konkursu nastąpi w II kwartale następnego roku w miesięczniku „Radioelektronik".
7. Redakcja zastrzega sobie prawo do zawieszenia konkursu lub rezygnacji z jego kontynuowania.

Packet-radio

Krzysztof Dąbrowski

W wielu krajach zachodnich zyskuje na popularności nowy rodzaj radiokomunikacji amatorskiej, tzw. packet-radio. Jest on, z grubsza biorąc, pokrewny popularnemu RTTY. Jego najpoważniejszymi zaletami są duża odporność na zakłócenia i wielokrotne wykorzystanie kanału w.cz. umożliwiające prowadzenie szeregu niezależnych łączności na tej samej częstotliwości. Mamy tu do czynienia z tzw. łączem virtualnym w przeciwieństwie do łącza stałego, znanego ze wszystkich innych rodzajów pracy. Dla stacji pracujących w zakresie UKF dodatkową zaletą jest możliwość wykorzystania każdej ze słyszanych stacji jako stacji przekaźnikowej i powiększenia zasięgu nawiązywanych łączności. Jednocześnie każda stacja może służyć innym jako stacja przekaźnikowa bez ograniczania możliwości własnej pracy.

Wyposażenie niezbędne do pracy packet-radio składa się z radiostacji nadawczo-odbiorczej na pasma KF lub UKF, terminalu komputerowego lub komputera z odpowiednim programem emulującym (naśladującym) terminal oraz odpowiedniej przystawki-inteligentnego modemu przetwarzającego dane z komputera na postać analogową (tonów małej częstotliwości) po uprzednim odpowiednim ich pogrupowaniu.

W przeciwieństwie do normalnej pracy dalekopisowej znaki nie są nadawane natychmiast po naciśnięciu klawisza, lecz są grupowane w tzw. pakiety. Każdy z pakietów zostaje automatycznie zaopatrzony w znaki wywoławcze stacji nadawczej i adresata oraz ew. stacji przekaźnikowych, sumę kontrolną oraz sygnalizację początku i końca. Sygnalizacja początku pakietu synchronizuje jednocześnie stronę odbiorczą na cały czas transmisji pakietu, w związku z czym zbędna jest dodatkowa synchronizacja oparta na dodatkowych bitach startu i stopu znanych z emisji RTTY. Bity te nie są więc w ogóle nadawane. Znaki alfanumeryczne stanowiące treść transmisji są nadawane w kodzie ASCII. Suma kontrolna umożliwia stronie odbiorczej stwierdzenie wystąpienia ew. przekłamań transmisji, np. wskutek zakłóceń. W wypadku prawidłowego odebrania pakietu danych zostaje on pokwitowany przez nadanie pakietu kwitującego do stacji nadawczej.

1 Bajt	>=1 Bajt	1 Bajt	>=0 Bajt	2 Bajt	1 Bajt
Obszar synchronizacji (FLAG)	Obszar adresowy	Obszar danych kontrolnych	Obszar danych użytkowych	Suma kontrolna	Obszar synchronizacji (FLAG)

Rys. 1

Adresat								Nadawca								Przekaźnik (0–8)								
S	P	5	G	B	K		*	O	E	1	K	D	A		*	O	E	1	X	A	B		*	

Rys. 2

Stacja nadawcza może wówczas rozpocząć nadawanie następnego pakietu (pakiety są numerowane, co umożliwia prawidłowe uszeregowanie ich po stronie odbiorczej).

Struktura pakietu jest przedstawiona na rys. 1.

Bajt synchronizujący (Flag) zawiera standardowo następującą kombinację bitów: 01111110.

Obszar adresowy zawiera znaki wywoławcze nadawcy, adresata i ew. stacji przekaźnikowych. Dopuszczalna długość znaku wynosi 1÷8 bajtów, w sumie więc obszar adresowy może mieć do 70 bajtów długości (rys. 2).

Każdy z nadawanych znaków jest zakodowany w kodzie ASCII 7-bitowym, najwyższy bit ma wartość „0" dla wszystkich znaków z wyjątkiem ostatniego, w którym wartość „1" stanowi sygnalizację końca obszaru.

Bajty oznaczone „*" zawierają ew. dodatkową identyfikację stacji. Nie jest to informacja niezbędna, jeżeli jednak jest wykorzystywana, jes ona oddzielona od reszty znaku za pomocą "-". Dodatkową identyfikację stanowi liczba „1" do "15" (np. SP5GBK-3). Liczba ta jest przedstawiona w postaci dwójkowej, wykorzystuje więc tylko 4 bity z dostępnych 7. Pozostałe bity niosą dodatkową informację, np. o tym, czy pakiet jest retransmitowany czy też nie.

Bajt kontrolny informuje o znaczeniu pakietu, np. pakiet zawierający dane użytkowe, pakiet kwitujący itp.

W zależności od znaczenia pakietu obszar danych użytkowych może zawierać transmitowaną informację. Długość może wynosić do 256 bajtów.

Suma kontrolna ma długość 16 bitów i jest obliczana na podstawie algorytmu CRC (Cyclic Redundancy Code). Algorytm ten umożliwia wykrycie błędu z większym prawdopodobieństwem niż byłoby to możliwe przy zwykłym sumowaniu zawartości poprzednich pól (obszarów).

W wypadku stwierdzenia nieprawidłowości strona odbiorcza żąda powtórzenia pakietu. Pakiety nie muszą być kwitowane pojedynczo. Dopuszczalne jest nadanie do 7 nie pokwitowanych pakietów, jak również kwitowanie do 7 pakietów odebranych za pomocą jednego pakietu kwitującego. Umożliwia to lepsze wykorzystanie kanału w wypadku korzystania ze stacji przekaźnikowych i powstawania w związku z tym opóźnień w transmisji pakietów.

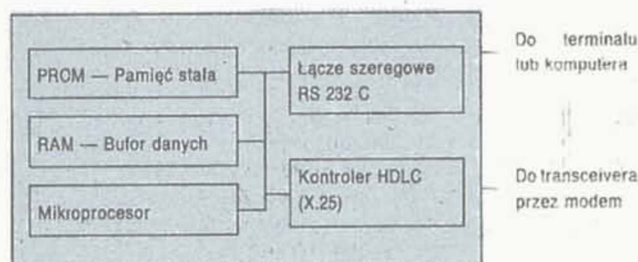
Po wyczerpaniu dopuszczalnej liczby powtórzeń połączenie zostaje przerwane jako nieużyteczne. W wypadku zakłóceń nierównomiernie rozłożonych w czasie (np. impulsowych) istnieje jednak duże prawdopodobieństwo odebrania nie zakłóconego pakietu przy którymś z kolejnych powtórzeń. Tak więc nawet w dosyć trudnych warunkach odbiorczych możliwa jest nie zakłócona łączność.

Ponieważ każdy z pakietów jest uzupełniony znakami stacji nadawczej i adresata, kontroler (inteligentny modem) po stronie odbiorczej sprawdza zgodność znaku adresata z własnym i nie dekoduje pakietów przeznaczonych dla innych.

W ten sposób jest zrealizowane selektywne wywołanie pożądanej stacji. Przy długości przeciętnego pakietu wynoszącej od kilkudziesięciu do 256 znaków czas transmisji (zajęcia kanału) przy stosowanych szybkościach 300 Bodów na KF i 1200 Bodów na UKF (w zakresach mikrofalowych nawet 9600 Bodów) wynosi od ułamka sekundy do kilku sekund. Umożliwia to wykorzystanie tego samego kanału przez większą liczbę stacji pracujących niezależnie od siebie (multipleks czasowy). Ze względu na potrzeby radiokomunikacji amatorskiej możliwe jest też nadawanie pakietów przeznaczonych dla wszystkich (CQ) oraz nieselektywny odbiór wszystkich prawidłowo odebranych pakietów (monitorowanie kanału).

Po zdekodowaniu pakietu przez kontroler, informacja w nim zawarta zostaje przekazana terminalowi lub imitującemu go komputerowi w celu wyświetlenia na ekranie. Oprócz grupowania informacji w pakiety lub ich dekodowania oraz przygo-

towywania odpowiedzi kwitującej odbiór lub żądającej powtórzenia, kontroler samoczynnie sprawdza zajętość kanału przez inne stacje i steruje przełączaniem nadawanie-odbiór. Jak wynika z powyższego krótkiego zestawienia, kontroler jest urządzeniem dosyć skomplikowanym. Jes on wyposażony we własny mikroprocesor oraz kilkadziesiąt kilobajtów pamięci. Używane w praktyce radioamatorskiej kontrolery są znane pod nazwą TNC (skrót angielskiej nazwy: Terminal Node Controller — Kontroler Punktu Węzłowego). Uproszczony schemat blokowy kontrolera TNC jest przedstawiony na rys. 3.



Rys. 3

Opisany uprzednio w skrócie sposób transmisji (tzw. protokół) nosi oznaczenie AX.25 i jest przyjęty jako obowiązujący standard w łączności packet-radio. Wywodzi się on bezpośrednio z używanego profesjonalnie w sieciach komputerowych protokołu X.25 (HDLC) po uwzględnieniu specyfiki łączności amatorskiej (np. dłuższy obszar adresowy mogący zmieścić znaki wywoławcze stacji amatorskich).

Protokół AX.25 umożliwia oprócz zwykłej łączności dwóch wzajemnie się odbierających stacji, również łączności z wykorzystaniem odbieranych stacji jako stacji przekaźnikowych. Liczba stacji przekaźnikowych może wynosić nawet do ośmiu, co poważnie zwiększa zasięgi, zwłaszcza na zakresie UKF.

Pożądane drogi łączności są podawane przy wywołaniu przez stację nadawczą, np. na podstawie obserwacji sytuacji na pasmie przez nasłuch nieselektywny. Odebrane przez stację przekaźnikową pakiety są na krótko zapamiętywane w pamięci kontrolera i następnie nadawane dalej. Wszystko to odbywa się również w systemie multipleksu czasowego, a więc bez ograniczania możliwości prowadzenia własnych łączności przez stację retransmitującą. Operator stacji retransmitującej nie musi nawet wiedzieć o tym fakcie. Obecnie dostępne w krajach zachodnich kontrolery umożliwiają sterowanie dziesięcioma niezależnymi strumieniami danych, mogą więc być wykorzystywane do prowadzenia większej liczby selektywnych łączności i retransmisji jednocześnie.

O ile zwykłe foniczne stacje przekaźnikowe są uruchamiane za odpowiednim zezwoleniem i wg ustalonego band-planu, o tyle praca przekaźnikowa w systemie packet-radio jako stanowiąca część protokołu AX.25 możliwa jest w ramach ogólnego zezwolenia na ten rodzaj pracy. Zarządy telekomunikacyjne wielu krajów wymagają tylko nadzoru operatora w czasie pracy stacji. W praktyce wystarcza obecność operatora w mieszkaniu lub pomieszczeniu klubowym bez konieczności aktywnego uczestniczenia w łącznościach.

Łączności w systemie packet-radio są nawiązywane w odcinkach pasm przeznaczonych do pracy dalekopisowej. Najczęściej używanymi częstotliwościami są: 144,625 ÷ 144,675 MHz oraz 145,225 MHz w pasmie 2 m, 432,675 MHz, 433,225 MHz oraz 433,625 ÷ 433,675 MHz w pasmie 70 cm, 1296,675 MHz w pasmie 23 cm, 2320,675 MHz w pasmie 13 cm, 5760,675 MHz w pasmie 6 cm, 10 368,675 MHz w pasmie 3 cm, a także w pobliżu 3,603 MHz, 7,093 MHz, 14,080 MHz, 14,093 MHz, 14,103 MHz, 21 103 MHz, 21,115 MHz, 21,153 MHz, 28,133 MHz, 28,303 MHz na KF. Częstotliwości 145,225 i 433,225 MHz przewidziane są w przyszłości dla regularnych stacji przekaźnikowych.

W pasmach UKF jest stosowany przesuw częstotliwości równy 1000 Hz co oznacza, że częstotliwość 1200 Hz odpowiada mark, a 2200 Hz space (odpowiada to standardowi Bell 202 znanemu również z zastosowania w modemach telefonicznych), natomiast na KF przesuw częstotliwości wynosi 200 Hz, a częstotliwości mark i space odpowiednio 1600 i 1800 Hz. W wypadku współpracy kontrolera TNC z komputerem możliwe jest uruchamianie elektronicznych „skrzynek pocztowych" (mailbox'ów) również bez dodatkowego zezwolenia lub na podstawie bardzo uproszczonej procedury.

Inną ciekawą możliwością jest praca beaconowa: nadawanie własnego znaku i ew. krótkiego standardowego tekstu (np. imienia i QTH-Lokatora) w żądanych odstępach czasu, również równolegle do pozostałych rodzajów pracy.

Dalszym stopniem rozwoju komunikacji packet-radio jest tworzenie sieci stacji przekaźnikowych połączonych między sobą odcinkami radiolinii pracujących w większych pasmach częstotliwości (od 70 cm wzwyż). Każda z takich stacji stanowi więc punkt węzłowy nadrzędny w stosunku do lokalnego kontrolera TNC i umożliwia nawiązywanie łączności przez wszystkie inne punkty sieci. Połączenia między punktami sieci są dla stacji prowadzącej łączność „niewidoczne". Sieć taka umożliwia oprócz „normalnych" QSO również przekazywanie całych wiadomości w formie „listu" oraz komunikatów między „skrzynkami pocztowymi" (mailbox'ami). Europejska sieć znajduje się w stadium intensywnej rozbudowy, szereg sieci funkcjonuje już od dłuższego czasu w USA. Jednym z projektów na (niedaleką już) przyszłość jest połączenie istniejących sieci przez satelitarne stacje przekaźnikowe.

Jeszcze parę słów na temat wyposażenia stacji packet-radio. W krajach zachodnich jest dostępnych na rynku szereg modeli kontrolera TNC w cenach od 500 do 1000 DM. Kontrolery te są wyposażone w standardowe przyłącze szeregowe RS232 dzięki czemu mogą być wykorzystane do współpracy z dowolnym komputerem również wyposażonym w takie przyłącze.

Niektóre mają także oddzielne wejście dostosowane do współpracy z komputerem „Commodore 64". Komputer musi emulować terminal za pomocą odpowiedniego programu. Programy te dla wielu typów (np. dla „Commodore 64") są bardzo rozpowszechnione w odpowiedniej literaturze, a dla niektórych typów komputerów, np. IBM-PC/XT/AT istnieją ogólnie dostępne programy jak „KERMIT" lub „PROCOMM". Dla użytkowników „Commodore 64" istnieje jeszcze jedna, dość tania możliwość uruchomienia się na packet-radio. Grupa zachodnioniemieckich krótkofalowców opracowała program pod nazwą „Digicom 64" realizujący większość funkcji spotykanych w fabrycznych kontrolerach TNC. Program ten jest dostępny bezpłatnie dla wszystkich krótkofalowców. Jedynym, wymaganym, stosunkowo prostym uzupełnieniem „Commodore 64" jest łatwy do skonstruowania modem (np. oparty na popularnym układzie scalonym XR2205 i XR2211) dołączany do przyłącza kasetowego. Program ten umożliwia również zwykłą emisję RTTY. Dla zainteresowanych (na razie odbiorem) Autor może udostępnić kopię wspomnianego programu po przesłaniu 1 kuponu IRC oraz czystej dyskietki na adres: OE 1 KDA, A-1220 Wiedeń, Kolo-Moser Gasse 16/1/9. Dysponuje również opisem programu w języku niemieckim, schematem modemu oraz kopiami artykułów dotyczących packet-radio w języku niemieckim i angielskim. □

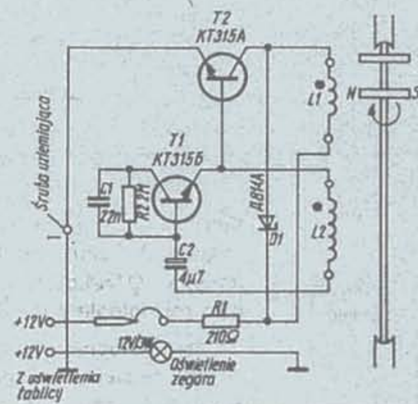
Zegar ACzŻ-1 do samochodu Łada

mgr inż. Leon Kossobudzki

Poniższa informacja może być pomocna dla właścicieli samochodów Łada i Żyguli, którym odmówiły posłuszeństwa zegary na tablicy rozdzielczej.

Zegar ACzŻ-1 stanowi wyposażenie fabryczne samochodów Łada 1500 i 1600 cm oraz Żyguli odpowiednich typów. Jest to konstrukcja elektromechaniczna z elektronicznym sterowaniem napędu. Schemat układu elektronicznego zegara jest przedstawiony na rysunku. Jest to generator impulsów z tranzystorami T1 i T2, obciążony dwiema cewkami L1 i L2. Koło balansowe zegara jest napędzane magnetycznie przez ten generator,a do napędu wskazówek służy zespół kół zębatych, współpracujących z tym kołem. Ten prosty elektrycznie układ charakteryzuje się znaczną awaryjnością. Najczęstszymi przyczynami niedziałania zegara są: przerwy w rezystorach R1 i R2, złe styki w gnieździe zasilania napięciem +12 V, nieprawidłowe lutowanie końcówek obu cewek lub wręcz przerwy w

Jak to robią inni...



cewkach. Cewki te są nawijane przewodem emaliowanym ∅ 0,005 mm i nasycane lakierem, zatem możliwość ich naprawy w normalnych warunkach jest niewielka.

Ze względu na bardzo małą odległość płytki drukowanej od obudowy (1,5÷2 mm) zdarzają się też zwarcia wyższych punktów lutowniczych do obudowy. Sama płytka jest uziemiona do obudowy za pomocą śruby mocującej, gdzie też zdarzają się złe styki i zegar przestaje działać. Użyte w układzie generatora tranzystory są tranzystorami krzemowymi uniwersalnymi z U_{CEM} = 25 V (KT315A) lub 20 V (KT315B), I_C = 100 mA oraz mocy strat 150 mW. Można je zastąpić krajowymi typami o zbliżonych lub lepszych parametrach, jak BC238 czy BC108.
Dioda D1 jest diodą Zenera z U_z = = 7,0÷8,5 V przy prądzie 5 mA, moc strat wynosi 340 mW. Można ją zastąpić, np. krajowym typem BZP683 C7V5. *(lk)*

LITERATURA

[1] Atmadżow P.: Njakoi charakterni powredi w awtomobiljana czasownik ACzŻ-1. „Radio-Telewizija-Elektronika" nr 5/86
[2] Ławrinienko W.Ju.: Sprawocznik po połuprowodnikowym priboram. „Technika", Kijów 1983

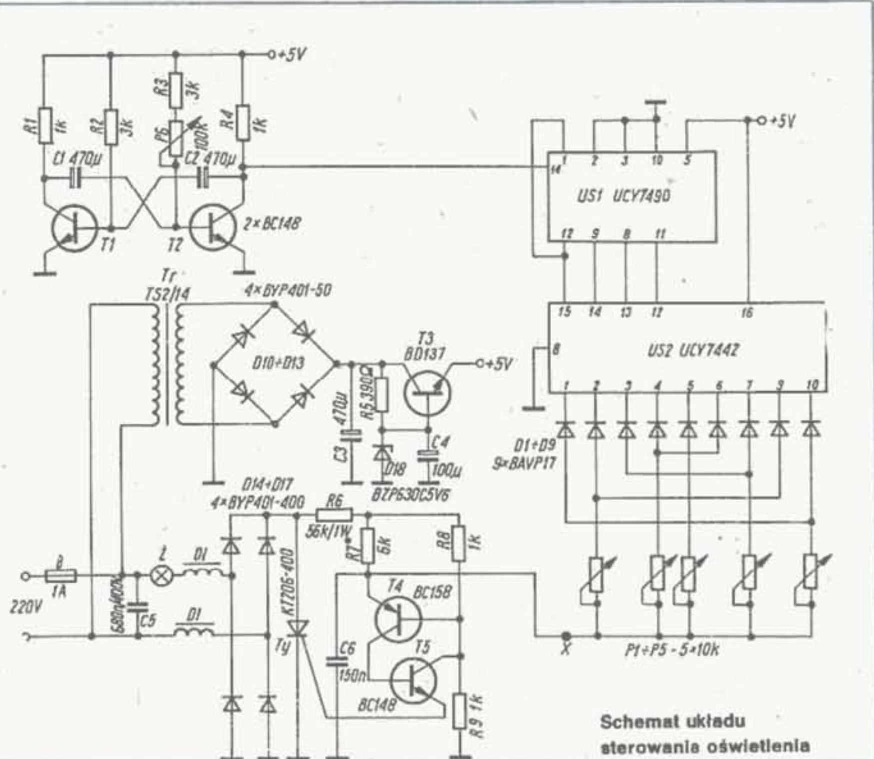
□

Układ sterowania oświetlenia

Stanisław Lewandowicz

Nagłe włączanie oświetlenia po pewnym czasie męczy wzrok. Przyjemniejsze dla oczu są efekty świetlne zmieniające się w czasie stopniowo. Takie sterowanie zapewnia układ opisany w niniejszym artykule. Układ umożliwia nastawienie sześciu poziomów natężenia światła i regulację szybkości zmian. Można go wykorzystać do sterowania oświetlenia reklam, choinki itp.

Schemat układu sterowania oświetlenia przedstawiono na rysunku.
Multiwibrator astabilny (tranzystory T1, T2) generuje napięcie impulsowe o częstotliwości określonej stałą czasu obwodu utworzonego z rezystorów R2, R3, potencjometru P6 oraz kondensatorów C1, C2. Częstotliwość można regulować potencjometrem P6. Impulsy są doprowadzane do wejścia licznika dziesiętnego US1. Stany wyjściowe licznika są dekodowane w układzie US2. Układ US2 jest dekoderem „1 z 10", w którym stanem aktywnym jest stan niski. Kolejne wyjścia w stanie niskim zwierają do masy potencjometry P1÷P5.
W wyniku zmiany rezystancji w gałęziach dzielnika R7/P1÷P5 zmienia się amplituda impulsów generowanych przez układ zastępczy tranzystora jednozłączowego (tranzystory T4, T5). Tyrystor Ty jest włączany przy różnych kątach fazowych, z czym związana jest zmiana składowej średniej prądu płynącego przez żarówkę Ż i tym samym zmiana jaskra-



Schemat układu sterowania oświetlenia

wości świecenia. Uruchomienie układu sprowadza się do regulacji potencjometrem P6 szybkości zachodzących zmian oraz potencjometrami P1÷P5 poziomów jaskrawości świecenia.

Rezystancję rezystora R7 należy tak dobrać, aby przy odłączonym układzie sterującym (przerwa w punkcie X) uzyskać maksymalnie jaskrawe świecenie żarówki Ż. □

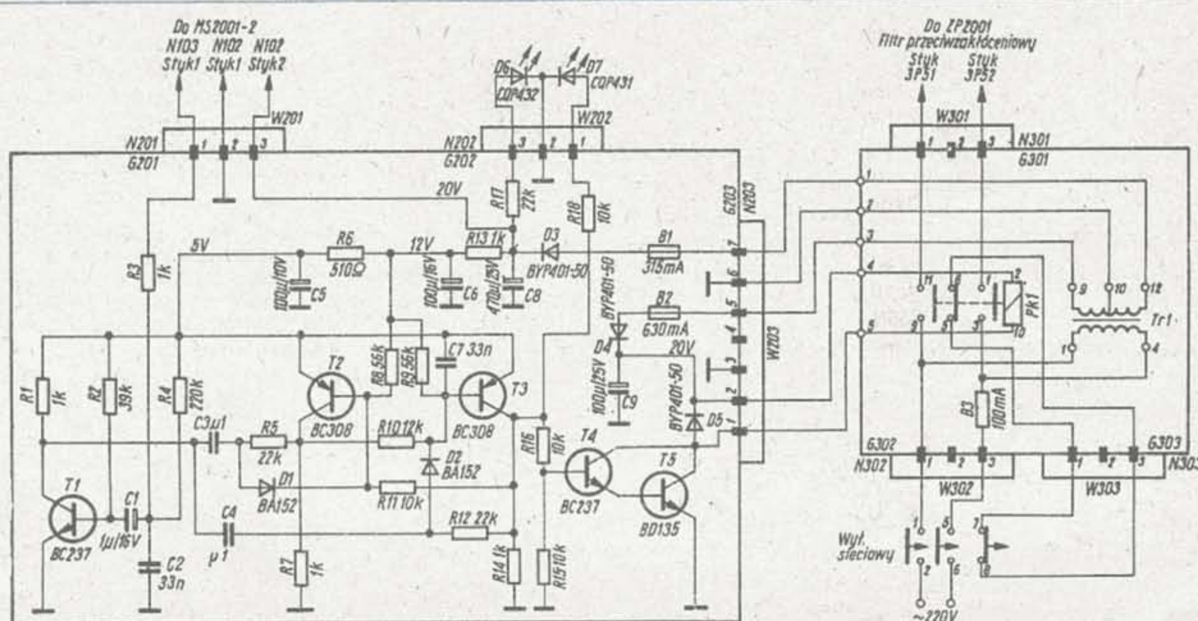
Zdalne włączanie OTVC „Jowisz"

Ryszard Ciszewski

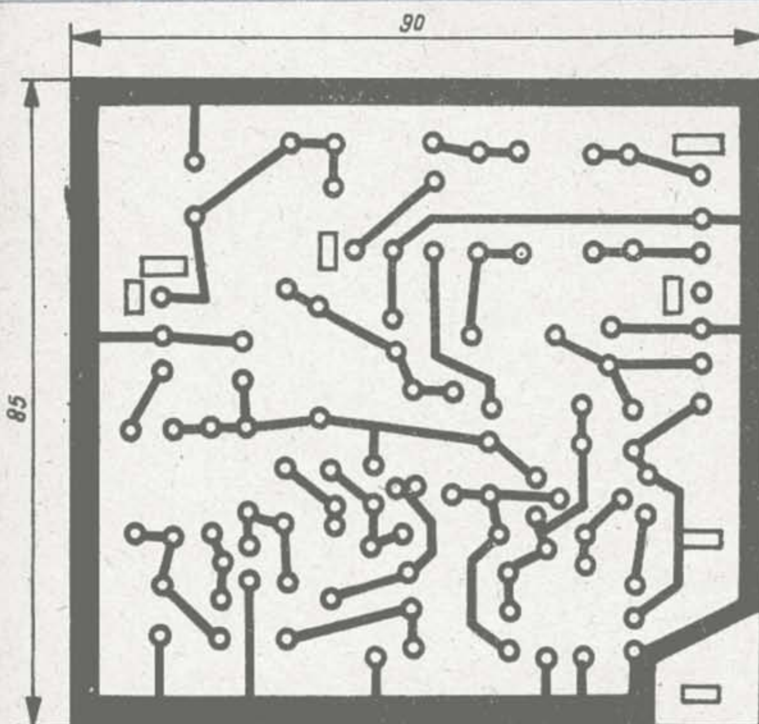
W numerze 3/1984 „Re" był opisany moduł zdalnego sterowania do OTVC „Jowisz", który umożliwia (wersja MS-2001-2) zdalne wyłączanie odbiornika. Wykorzystując moduł MS-2001 proponuję układ elektryczny umożliwiający także włączenie odbiornika.

Układ ma następujące cechy charakterystyczne:
— umożliwia całkowite wyłączenie odbiornika, wraz z modułem zdalnego włączania,
— każdorazowe włączenie odbiornika do sieci powoduje „przygotowanie" układu zdalnego sterowania, nie uruchamiając układów elektrycznych odbiornika OTVC,
— sygnalizuje „przygotowanie" układu i włączenie OTVC.

Schemat elektryczny układu przedstawiono na rys. 1. Tranzystory T2 i T3 tworzą przerzutnik bistabilny. Po włączeniu wyłącznika sieciowego w odbiorniku do układu zostaje doprowadzne napięcie zasilające i w przerzutniku ustala się stan H na bazie tranzystora T3, a tym samym stan L na jego

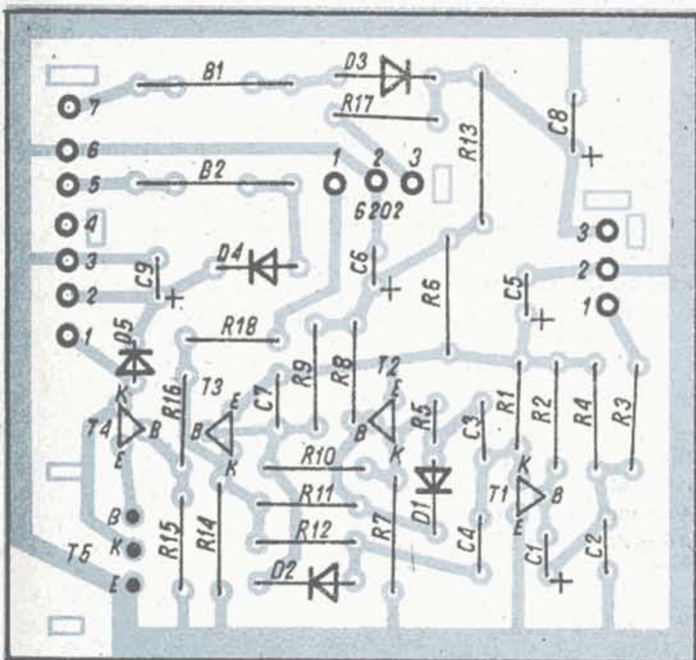


Rys. 1. Schemat układu zdalnego włączania i wyłączania

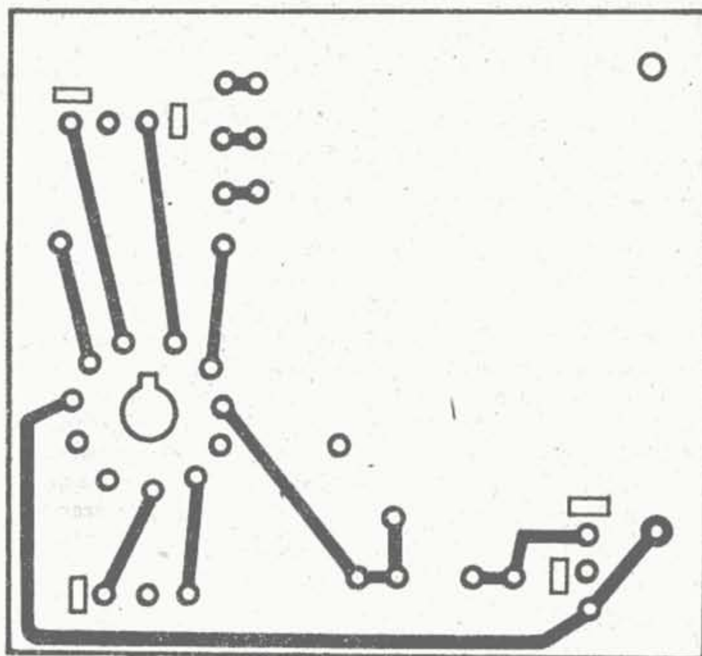


Rys. 2. Płytka drukowana układu przerzutnika

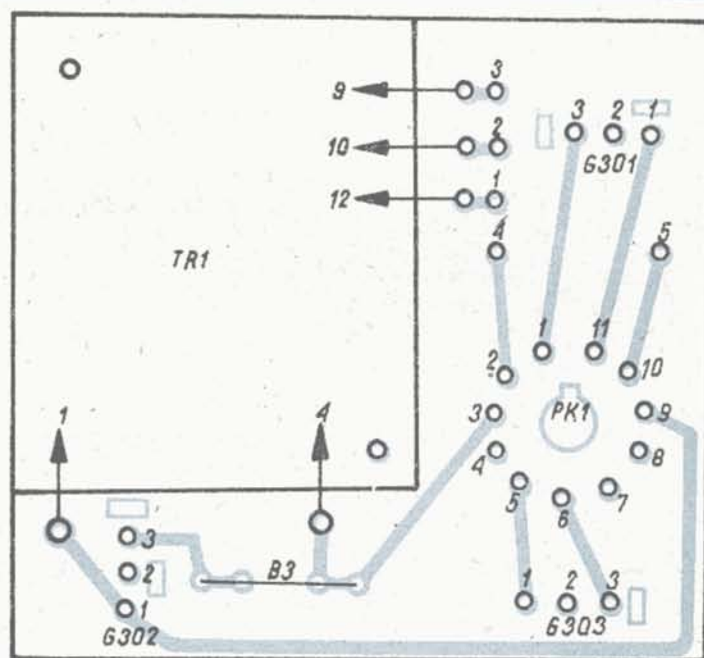
kolektorze T. Powoduje to kondensator C7, który w momencie włączenia zwiera bazę tranzystora T3 do plusa zasilania. W tym samym momencie tranzystor T2 zostaje spolaryzowany w kierunku przewodzenia przez rezystory R11 i R14, na jego bazie ustala się stan L. Powoduje to włączenie tranzystora T2 i przez rezystor R10 zablokowanie tranzystora T3. Stan przerzutnika po włączeniu zasilania jest więc jednoznacznie określony, a dioda D6 sygnalizuje „gotowość" układu. Tranzystor T1 jest spolaryzowany prądem bazy w kierunku przewodzenia przez rezystor R2 i na jego kolektorze ustala się stan L. Jeżeli teraz w nadajniku zdalnego sterowania zostanie naciśnięty przycisk „Wył", to tranzystor T200 w module MS2001-2 zostaje włączony (pracę układu MS-2001 opisano w nr 3/1984 „Re") i przez styk 1 gniazda G103 zwiera kondensator C1 do masy. Powoduje to chwilowe powstanie stanu H na kolektorze tranzystora T1. Gdy sygnał wyzwalający zmienia się ze stanu L na H (na kolektorze tranzystora T1), przewodzący tranzystor (T2) w przerzutniku otrzymuje sygnał H (narastające zbocze impulsu). Powodują to układy różniczkujące zawierające elementy C3, R5, D1 i C4, R12, D2, które zamieniają sygnał wyzwalający w impulsy szpilkowe. Do baz tranzystorów T2 i T3 przez diody D1, D2 docierają tylko impulsy dodatnie, które blokują przewodzący tranzystor. Przerzutnik zmienia swój stan i na kolektorze tranzystora T3 pojawia się stan H, co sygnalizuje dioda D7. Jednocześnie tranzystory T4 i T5 zostają spolaryzowane w kierunku przewodzenia przez rezystor R16 i następuje uruchomienie przeka-

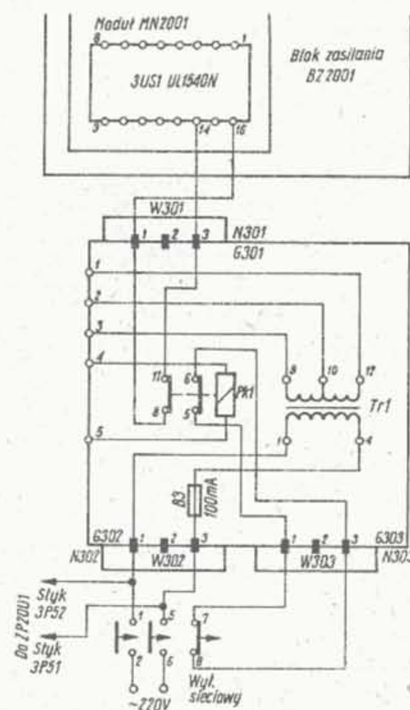


Rys. 3. Rozmieszczenie elementów na płytce układu przerzutnika



Rys. 4. Płytka drukowana układu przekaźnika i transformatora sieciowego





Rys. 5. Rozmieszczenie elementów na płytce z rys. 4
Rys. 6. Schemat modyfikacji części zasilającej

źnika PK1. Napięcie sieciowe zostaje dołączone przez styki przekaźnika do układów elektrycznych OTVC, odbiornik zostaje włączony.

Jeżeli przycisk „Wył" w nadajniku zostanie naciśnięty ponownie, spowoduje to kolejne pojawienie się impulsu wyzwalającego i zmianę stanu przerzutnika, a tym samym wyłączenie odbiornika. Aby móc zdalnie włączyć odbiornik, układ przerzutnika i moduł MS-2001 muszą być stale zasilane.

Elementy układu zostały rozmieszczone na dwóch płytkach o wymiarach 85 x 90 mm. Płytkę drukowaną układu przerzutnika przedstawiono na rys. 2 a rozmieszczenie elementów — na rys. 3. Płytkę drukowaną układu przekaźnika PK1 i transformatora TR1 przedstawiono na rys. 4 (widok od strony druku), a rozmieszczenie elementów — na rys. 5.

Styki przekaźnika powinny wytrzymywać prąd rzędu 3-4 A. W razie braku przekaźnika o tak dużym dopuszczalnym prądzie styków, na rys. 6 przedstawiono modyfikację zasilania OTVC.

W tym rozwiązaniu napięcie z sieci jest doprowadzone bezpośrednio do OTVC przez wyłącznik sieciowy, a włącza się i wyłącza wykorzystując układy wewnętrzne układu scalonego UL1540N (3Us1) znajdujące się w module MN-2001 bloku zasilania BZ-2001.

Układ scalony UL1540N był dokładnie opisany w [2].

Styki spoczynkowe przekaźnika zwierają końcówki 14 i 16 układu UL1540N co powoduje blokowanie przetwornicy OTVC. Gdy przerzutnik z tranzystorami T2 i T3 zmieni stan i zadziała przekaźnik, końcówki 14 i 16 układu 3US1 zostaną rozwarte, co spowoduje odblokowanie przetwornicy i włączenie OTVC. Kolejna zmiana stanu przerzutnika spowoduje ponowne zwarcie końcówek 14 i 16 i wyłączenie OTVC.

Opis montażu

Płytki przerzutnika i przekaźnika zostały zamocowane w plastykowych ramkach (takich samych, jak pod filtr przeciwzakłóceniowy) i przymocowane wewnątrz obudowy odbiornika. Połączenia wykonano wykorzystując wtyki wielostykowe. Z modułu MS2001 wylutowano diodę D202 (wystarczy odlutować jedną z końcówek) oraz usunięto połączenie między stykiem 5 segmentu regulacji SR2001 i stykiem 2 wtyku W102 modułu MS2001. Tranzystor T5 na płytce przerzutnika zamocowano na radiatorze z blachy miedzianej o powierzchni $5\ cm^2$. Diody LED D6 i D7 żamocowano w przedniej ściance odbiornika (pod głośnikiem), z tym że dioda D6 jest koloru zielonego, a D7 — czerwonego. Wszystkie użyte rezystory są typu RWW lub MŁT 0,125 lub 0,25 W. Kondensatory C2, C3, C4 i C7 — typu MKSE, pozostałe — elektrolityczne.

Przekaźnik — R-15, 24 V, 10 A (3 pary styków przełącznych nr kodowy R1510-1322-1024. Zamiast trudnej do nabycia wersji z 10 A obciążeniem styków można użyć wersji 5A, nr kodowy R1505-1322-1024 — Red.).

Transformator Tr1 — TS15/17

LITERATURA

[1] Marciniak F.: Moduł odbiornika zdalnego sterowania do OTVC „Jowisz", "Radioelektronik" nr 3/1984

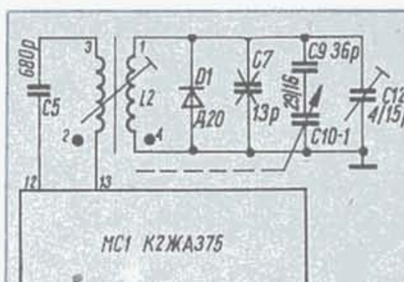
[2] Praca zbiorowa pod kierunkiem J. Podobasa i J. Kani: „Jowisz — odbiornik telewizji kolorowej", WKiŁ, Warszawa 1983

[3] Schemat ideowy magnetofonu MDS-415 — Zakłady Radiowe „Diora" w Dzierżoniowie □

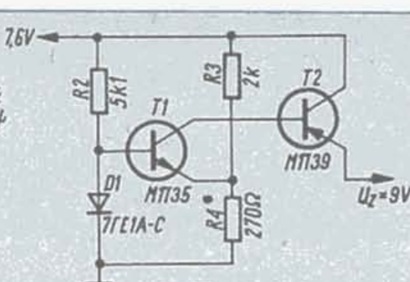
Usprawnienie radioodbiornika „Meridian 202"

Krzysztof Urbański

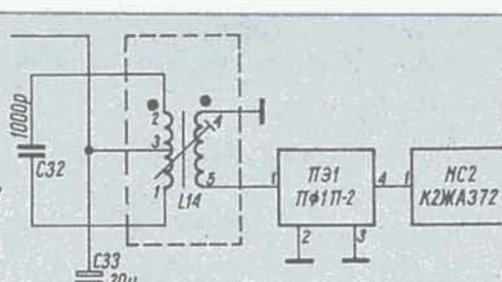
Podczas użytkowania OR „Meridian 202" stwierdziłem, że ma on małą czułość na zakresach FM i AM. Nawet bliskich stacji UKF nie można było słuchać bez szumów, jeżeli antena teleskopowa nie była całkowicie wysunięta. Poza tym na zakresach AM część stacji dalekich nie była słyszana w pewnych porach dnia, mimo, że były odbierane za pomocą innych odbiorników. Nie było również słychać szumów mieszacza podczas odbioru słabych stacji, co wskazywało na małe wzmocnienie toru p.cz. Strojenie wobuloskopem nię poprawiało czułości i dlatego dla jej zwiększenia niezbędne było dokonanie niżej opisanych zmian układowych.



Rys. 1. Schemat elektryczny filtru głowicy UKF



Rys. 2. Schemat elektryczny stabilizatora napięcia



Rys. 3. Schemat elektryczny filtru p.cz. AM

Zmiany w torze FM

Podczas próby dostrojenia głowicy stwierdziłem, że filtr L2 (rys. 1) ma zbyt małą indukcyjność i dlatego na korpusie filtru fabrycznego nawinąłem nowe uzwojenia:

2—3 $2\frac{3}{4}$ zwoju drutem CuJ 0,15

1—4 $6\frac{3}{4}$ zwoju drutem CuAg 0,6

Poza tym w filtrze tym zmieniłem rdzeń dostrojczy na krótszy z filtru odbiornika „Selena". W celu zmniejszenia tłumienia filtru diodę germanową D1 zastąpiłem diodą krzemową BAYP95. W obwodzie wtórnym zrezygnowałem z kondensatora C7. Następnie zwiększyłem napięcie zasilania (rys. 2) z ok. 5 do 7,6 V. Uzyskałem to zmieniając wartość rezystora R4 z 270 na 160 Ω.

Zmiany w torze AM

Badania elektryczne toru AM odbiornika wykazały, że charakterystyka przenoszenia wzmacniacza p.cz. jest niesymetryczna. Przyczyną tego było złe dopasowanie filtru ceramicznego do obwodu rezonansowego L14 (rys. 3). W związku z tym nawinąłem nowy filtr o parametrach:

2—3—1 bifilarnie 42 zwoje drutem LE $6 \times 0{,}08$, Q = 60,

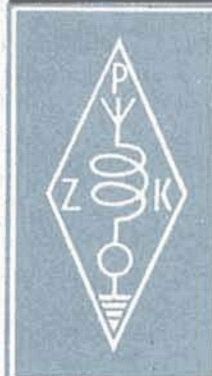
4—5 masowo 24 zwoje drutem DNEJ 0,08

Dalszą poprawę czułości uzyskałem zmieniając wartość rezystorów R17 i R21. Rezystancję rezystora R17 zmniejszyłem z 270 do 200 Ω, a rezystancję rezystora R21 zwiększyłem z 10 do 15 kΩ. Dalsze zwiększanie rezystancji rezystora R21 powoduje gwizdy interferencyjne na falach średnich dla sygnałów o częstotliwościach zbliżonych od 2. i 3. harmonicznej, a zmniejszanie rezystancji rezystora R17 zwiększa szumy mieszacza, które utrudniają odbiór słabych stacji.

Po wprowadzeniu tych zmian można przystąpić do strojenia toru p.cz. FM i AM, np. metodą „na słuch". W wyniku wzrostu wzmocnienia wzmacniacz p.cz. może się wzbudzać i dlatego należy zwrócić szczególną uwagę na staranne ekranowanie filtrów p.cz. Ważny jest kontakt między aluminiowym ekranem filtru a srebrzoną końcówką lutowniczą.

Następnie w celu zmniejszenia zniekształceń przy maksymalnej głośności zwiększyłem rezystancję rezystora R7 z 68 do 200 Ω. Spowodowało to również zwiększenie pasma przenoszenia, ale zmniejszyło się wzmocnienie mocy wzmacniacza m.cz.

Te wszystkie zmiany umożliwiły wyeliminowanie niedogodności, o których wspomniałem na początku artykułu. □



KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 28-73-73

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

Nr 1 (338) ● STYCZEŃ 1989

WIADOMOŚCI ORGANIZACYJNE

● Zarządzeniem Ministra Spraw Wewnętrznych z 27 lipca 1988 r. został ustalony i ogłoszony nowy statut Polskiego Związku Krótkofalowców, który można nabyć w Oddziałach PZK.

We wszystkich ogniwach Polskiego Związku Krótkofalowców zakończona została akcja sprawozdawczo-wyborcza, obecnie trwają przygotowania do Zjazdu Krajowego, który odbędzie się w pierwszej połowie br.

Odbywające się w dniach 1-2 października ub. r. VI Plenum ZG PZK powołało do życia Klub Krótkofalowców PZK — członków i sympatyków Ligi Ochrony Przyrody.

Klub, działając w środowisku krótkofalarskim oraz w środowisku członków i sympatyków Ligi Ochrony Przyrody zainteresowanych problematyką ochrony środowiska naturalnego, postawił sobie za cel działania:

1) integracje krótkofalowców członków i sympatyków LOP wokół zadań związanych z ochroną środowiska naturalnego,
2) rozpowszechnianie w kontaktach z innymi krótkofalowcami problematyki ochrony środowiska naturalnego,
3) propagowanie krótkofalarstwa w środowiskowych kołach LOP.

Prezesem klubu jest Tadeusz Kokoszka SP7LZD, natomiast pierwszą siedzibą klubu jest lokal Harcerskiego Klubu Łączności „Emiter" SP7ZDV w Sandomierzu, ul. Szkolna 1, gdzie można otrzymać szczegółowe informacje dotyczące członkostwa klubu.

● Państwowa Inspekcja Radiowa dokonała nowego podziału pasma 160 m dla krótkofalowców w przedziale 1810÷1980 kHz, jak również umożliwia ubieganie się o zezwolenia na pracę w pasmach 1,2, 10 i 24 GHz. Dokładnych informacji udzielają Oddziały PZK. *SP8TK*

KRÓTKO O WSZYSTKIM

● W okolicach Mogilewa (ZSRR) w dniach 28.07÷2.08 ubr odbyły się międzynarodowe zawody UKF krajów socjalistycznych pn. ZWYCIĘSTWO-43. W zawodach startowała ekipa PZK w składzie: SP5XM, SP6AZT, SP9EHS, SP6GVU, SP9HWY, SP9BKW, SP9FKQ i SP3GCL zajmując w klasyfikacji ogólnej 7 miejsce.

● W Bułgarii w dniach 21÷26 września ub.r. przebywała ekipa PZK na zawodach QRP-KF w składzie: SP9AKD, SP9BWJ, SP8AJI, SP9JBK, SP9HWN, SP9JZT, SP8JRQ, SP5IUL, SP2IWA i SWL-YL. Zawody miały na celu wymianę korespondencji emisją A1A między radiostacjami, których moc mierzona na źródle zasilania nie mogła przekraczać 5 W. W zawodach udział wzięły ekipy: LZ, SP, HA, UA, Y2. Ekipa SP zajęła 3 miejsce na LZ i UA.

● W dniach 7÷10 wrześnią ub.r. odbyły się w Szwajcarii IV Mistrostwa Świata w Amatorskiej Radiolokacji Sportowej. Zawody, w których uczestniczyło 18 reprezentacji krajowych, w tym 15 z Europy i 3 z Azji (Chiny, Japonia, KRLD), zostały przeprpwadzone w północnej części Szwajcarii, w kantonie Bern. Teren, na którym przeprowadzono zawody, należy zaliczyć do trudnych, strome zbocza, błotniste odcinki, zmuszały do ciągłego wnikliwego kontrolowania trasy biegu i zwiększonego wysiłku fizycznego. Klasą dla siebie w tych trudnych warunkach byli zawodnicy z Chin, Związku Radzieckiego, Węgier, Bułgarii i Czechosłowacji. Spośród ekipy polskiej najlepsze miejsca uzyskały panie. W klasyfikacji indywidualnej Sylwia Kurzawska i Anna Woroszył zajęły odpowiednio 16, miejsca w paśmie 3,5 i 144 MHz.

● W tym roku odbędą się w Hanowerze (RFN) Mistrzostwa Regionu I IARU w Amatorskiej Telegrafii Sportowej. Należy sądzić, że nie zabraknie ekipy polskiej w tych zawodach.

● 22 września 1987 r. został utworzony związek krótkofalowców NRD noszący nazwę Radiosportverband der DDR (RSV), członek IARU, którego prezesem został Dieter Sommer Y22AO, natomiast sekretarzem Ultrich Hergett Y27RO.

● Krótkofalowcy radzieccy powołali klub specjalistyczny pn. UDXC (odpowiednik SPDXC), którego prezesem został UT5HP. Warunkiem przyjęcia do klubu jest potwierdzenie łączności z 250 krajami wg R150S, natomiast weterani ze 150, a kluby z 300 krajami. Radzieccy weterani II wojny światowej otrzymali prawo używania prefiksu jednoliterowego, np. UB5WF jako U5WF.

● W tym miesiącu mija 64 lat od pierwszej łączności radiowej nawiązanej przez krótkofalowców radzieckich Fiedora Lbowa oraz Władimira Petrowa pod znakiem R1FL. Obecnie krótkofalarstwem w Związku Radzieckim zajmuje się ponad 40 tys. radioamatorów. Organizacją kierującą całokształtem działalności krótkofalarskiej jest Federacja Radiosportu (RSF), członek IARU, której prezesem jest wiceminister łączności ZSRR — Jurij Zubariew. Podstawową komórką federacji jest Centralny Radioklub imienia Ernsta Krenkela znanego badacza północy — radiotelegrafisty, pierwszego prezesa RSF, uczestnika wielu wypraw polarnych m.in. pierwszej polarnej wyprawy naukowej „Siewiernyj Polius 1", która na krze pokonała trasę od bieguna północnego do brzegów Grenlandii w czasie od 1 czerwca 1937 r. do 19 lutego 1938 r. Stacja używała znaku wywoławczego UPOL, którego radiooperatorem był Ernst Krenkel. W dowód uznania za bohaterską postawę podczas tej i innych wypraw otrzymał prawo używania znaku UPOL o łącznościach krótkofalarskich.

● Oficjalnie ogłoszono, że Radio Pekin zaprzestało nadawania w pasmie 40 m, co jest dużym sukcesem krótkofalowców japońskich, którzy od dłuższego czasu prowadzili kampanie przeciwko pracy w pasmie amatorskim 40 m stacji Bejing (Pekin).

● W 1992 r. przewiduje się możliwość zwołania Generalnej Konferencji WARC. Jest prawdopodobne, że ITU może dokonać podczas niej analizy wykorzystania całego widma częstotliwości radiowych lub jego części, uszczuplając pasma amatorskie. Dlatego IARU i organizacje poszczególnych krajów muszą podjęć wysiłki na rzecz ratowania pasm amatorskich; szczególnie dotyczy to pasma 40m.

• W USA urządzenia krótkofalarskie, aby mogły być dopuszczone do obrotu handlowego, muszą uzyskać zatwierdzenie danego typu sprzętu, lecz po zakupie cała odpowiedzialność spada na krótkofalowca, który może urządzenia modyfikować i eksperymentować pod warunkiem dotrzymania ogólnych wymagań, aby nie powodować zakłóceń.

Dla początkujących...

KOD Q, SLANG i RAPORT RTS

Podstawowy cel sportu krótkofalarskiego, jakim jest nawiązanie dwustronnej łączności był i jest do dziś taki sam. Sposobów na realizację tego celu jest, jak ze wstępu wynika, bardzo dużo. Nie oznacza to jednak, że już na początku tej wielkiej przygody krótkofalarskiej trzeba być zdecydowanym jaką wybrać drogę. Rozpoczyna się najczęściej od lokalnych łączności. Nie są to jednak wyłącznie treningowe łączności. Te pierwsze kontakty „via eter" to powiększenie grona przyjaciół. Z dnia na dzień zaczyna otaczać początkującego krótkofalowca coraz większa grupa „starszych" krótkofalowców. Uczestnicząc w różnego rodzaju spotkaniach, dyskusjach itp. początkowo nawet pasywnie, z zainteresowaniem słucha się wszystkiego, bo wszystko jest nowe, nieznane. Dopiero po pewnym czasie „krystalizuje" się kształt przyszłego krótkofalowca, jego preferencje w określonym kierunku. To ukierunkowanie zaczyna mieć coraz większy wpływ na rozwój języka krótkofalowców-slangu. Wiadomo, że łatwiej i szybciej przekażemy korespondentowi wiadomości używając zrozumiałych dla niego skrótów niż operując mową potoczną. Jest to szczególnie widoczne w trakcie łączności telegraficznych. Krótkofalowcy na całym świecie używają slangu złożonego z dwóch części. Pierwsza, to tzw. kod Q (używany również przez służby profesjonalne) oraz druga, powstała tylko dla potrzeb amatorów-krótkofalowców. Ta druga część to najczęściej skróty wyrazów angielskich, niemieckich i w niewielkim stopniu rosyjskich. Nasuwa się tu pytanie — ile powinien ich znać początkujący (kandydat) krótkofalowiec? Dobrze, jeżeli zna wszystkie, tylko to mało realne. Istnieje więc niejako dolna granica wiedzy jaką powinien posiadać krótkofalowiec, aby móc nawiązać standardową łączność. Tego minimum oczekuje się w czasie egzaminów na świadectwo uzdolnienia wymagane przed otrzymaniem licencji. Nie jest tego dużo, ale dobra pamięć z pewnością się przyda. Dużym ułatwieniem są pierwsze kontakty w klubie oraz nasłuchy. W trakcie rozmów używa się kodu „Q" i slangu. Jest to na pewno łatwiejsze do zapamiętania niż „wkuwanie" i warto z tego skorzystać.

Przytaczając przykłady kodu „Q" i slangu , chcę zwrócić uwagę, że tłumaczenia nie są „sztywne", jednobrzmiące. Np. QRL — oznacza: jestem zajęty, proszę nie przeszkadzać! Można jednak usłyszeć:... jestem w QRL-u, co oznacza: — jestem w pracy. Inny przykład: QRP — może oznaczać — zmniejsz moc lub pracuję (mam nadajnik) małej mocy. Sens kodu „Q" lub slangu jest niezmienny, jedynie podtekst, zależnie od innych informacji przybierać może zmienną formę. Dodanie znaku zapytania zmienia oczywiście twierdzenie na zapytanie np.: QRL? czy jesteś zajęty?

Przytoczone poniżej przykłady kodu „Q" i slangu są oczywiście częścią używanych skrótów. Znacznie więcej przykładów można znaleźć w książce K. Słomczyńskiego SP5HS pt. „ABC Krótkofalowca" dostępnej jeszcze w księgarniach.

A oto wybrane przykłady kodu „Q".

QRL — jestem zajęty
QRM — zakłócenia od innych stacji
QRN — zakłócenia atmosferyczne
QPO — zwiększ moc
QRP — zmniejsz moc
QRS — nadawaj wolniej
QRT — kończę nadawanie
QRV — jestem gotów
QRX — proszę poczekać
QRZ — woła ciebie...
QSL — potwierdzam, zrozumiałem
QSO — łączność
QTC — wiadomość, informacja
QTH — nadaję z... (miejscowość)

Wybrane przykłady slangu:

ABT — około
ADR — adres
AGN — znów
ANT — antena
BCI — zakłócenia w odbiorze radiofonicznym
CFM — potwierdzam
CL — kończę nadawanie
CQ — wywołanie do wszystkich
CW — telegrafia
DX — duża odległość rzadka stacja
FB — znakomicie
FER — za
GB — do usłyszenia
GM — dzień dobry
GN — dobranoc
HI — śmieją się
HR — tutaj
HW — jaki, jak (odebrałeś)?
NIL — nie (nie mam dla ciebie)
NR — numer
OM — przyjaciel, krótkofalowiec
OK — dobrze
OP — operator
PSE — proszę
R — odebrałem wszystko
RX — odbiornik
TRX — transceiver
RIG — wyposażenie stacji
RPT — powtórzyć
SRI — przepraszam
SURE — zapewniam
TNX, TKS — dziękuję
TVI — zakłócenia w odbiorze TV
UR — twój
VFO — oscylator przestrajany
VY — bardzo
WX — pogoda
TX — nadajnik
XYL — kobieta zamężna, żona
YL — kobieta, dziewczyna
73 — najlepsze pozdrowienia
88 — ucałowania
99 — przepadnij, wyłącz się

W trakcie łączności, najczęściej na początku, podaje się raport RS lub RST. Litera R oznacza czytelność słów lub znaków i ma skalę od 1 do 5:

1 — sygnały (słowa) nieczytelne
2 — czytelne pojedyncze słowa, litery
3 — czytelne z dużymi trudnościami
4 — normalnie czytelne
5 — b. dobrze czytelne

Litera S oznacza siłę sygnału w skali od 1 do 9:

1 — niewyraźny, ginący w szumie sygnał
2 — bardzo słaby sygnał
3 — słaby sygnał
4 — dostateczny sygnał
5 — dostatecznie dobry sygnał
6 — dobry sygnał
7 — dostatecznie silny sygnał
8 — silny sygnał
9 — b. silny sygnał

Słowne określenie siły sygnału S jest ujęte w tablicę określającą wartość napięcia w.cz. na wejściu odbiornika w µV. Na falach krótkich sile sygnału S9 odpowiada 50 µV, na UKF — 5 µV.

Zmniejszenie siły sygnału o połowę odpowiada — 1S tzn. S8 na KF odpowiada 25 µV i 2,5 µV na UKF. Sygnały silniejsze od S9 określa się podając liczbę decybeli powyżej S9, np. S9 + 20 dB.

W łącznościach fonicznych (SSB, FM) raport kończy się na tych danych. W łącznościach telegraficznych (CW) należy jeszcze podać ton sygnału określany również w skali od 1 do 9, jednak początkujący krótkofalowiec ma z tym najwięcej kłopotu, szczególnie na zatłoczonych pasmach. Najczęściej więc raport taki kończy się na 9, czemu trudno się dziwić. Istnieją wprawdzie słowne określenia tonu sygnału telegraficznego, lecz nie wydaje mi się, aby początkujący krótkofalowiec potrafił odróżnić, np.: chrapliwy, niski ton prądu zmiennego, lekko muzykalny (T-3) od nieco chrapliwego tonu prądu zmiennego umiarkowanie dźwięcznego (T-4). Na początek wystarczy chyba informacja, że 1 — odpowiada bardzo nieprzyjemny, drażliwy ton, natomiast 9 — ton b. czysty, przyjemny w odbiorze.

Sumując, w łącznościach fonicznych podaje się raport dwucyfrowy, np. 58, określający czytelność i siłę sygnału, a w łącznościach telegraficznych raport trzycyfrowy, np. 588 — określający czytelność, siłę i ton sygnału.

Kończąc, chciałbym zwrócić uwagę, że nadużywanie w łącznościach fonicznych kodu „Q" jak i slangu nie jest mile widziane, a napewno nie oznacza długiego stażu krótkofalarskiego.

SP50XV

Dzwonek z dwoma melodiami

W numerze 5/1987 bułgarskiego mies. „Radio-Telewizja-Elektronika" ukazał się opis dzwonka generującego dwie melodie, który można wykonać również u nas z dostępnych elementów (W. Dimow: Dwumelodiczen elektronen zwynec.).

Dzwonek jest wykonany z układami TTL i tranzystorami krzemowymi. Można go zaprogramować na generowanie dwóch melodii, następujących kolejno po sobie po każdym naciśnięciu przycisku. Po pierwszym naciśnięciu generuje się pierwsza melodia, po drugim — druga, po trzecim — znów pierwsza itd. Obie melodie zawierają razem 14 tonów, a ich podział między melodie może wynosić 6:8, 5:9 lub 4:10 tonów.

Schemat dzwonka jest przedstawiony na rysunku. Funkcję generatora tonów pełni multiwibrator z tranzystorami T2 i T3. Częstotliwość przebiegu generowanego przez ten multiwibrator zależy od rezystancji w obwodzie baz obu tranzystorów. Elementem sterującym zmianą tonów jest układ scalony US3 (dekoder-demultiplekser z 4 na 16 linii). Rezystor przyłączony do wyjścia demultipleksera przechodzącego w stan niski L, zostaje włączony do obwodu baz multiwibratora, powodując zmianę generowanej częstotliwości. Wejścia demultipleksera są sterowane z wyjść czterobitowego licznika binarnego US2, który zlicza impulsy z generatora zegarowego, wykonanego z tranzystorem T1 i bramką US1.1. Długość okresu przebiegu tego generatora określa czas trwania tonu, do jego regulacji służy potencjometr R1.

Pozostałe bramki układu scalonego US1 sterują pracą układu. Bramka 2 pełni funkcję klucza, który zamyka lub otwiera drogę impulsów zegarowych z generatora do licznika. Klucz ten jest z kolei sterowany przez bramkę 3, która po naciśnięciu przycisku uruchamia układ, a po zakończeniu generacji melodii wyłącza go. Czujnikiem końca melodii jest bramka 4.

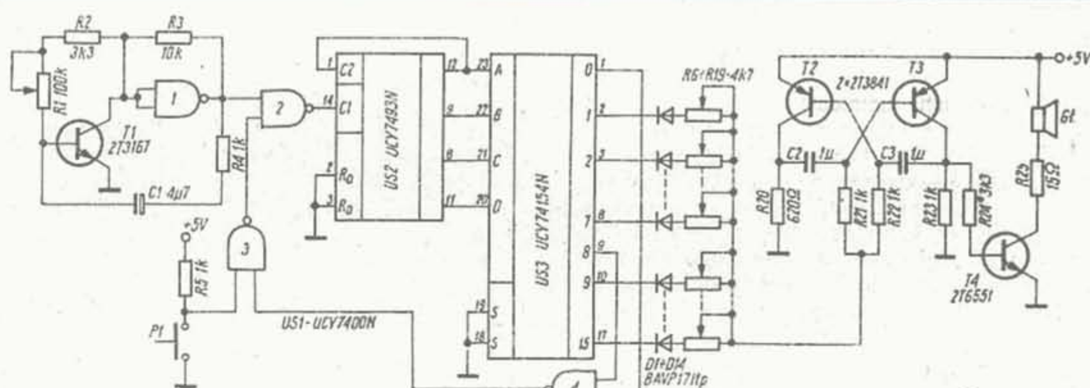
W stanie spoczynkowym dzwonka na jednym z wejść bramki 4 występuje stan L, co oznacza, że na jej wyjściu jest stan H. Ponieważ na drugim wejściu bramki 3 również występuje stan H, na jej wyjściu jest stan L, który blokuje bramkę 3. Stan wyjścia bramki 2 jest cały czas H, niezależnie od stanu na jej drugim wejściu. Po naciśnięciu przycisku P stan na wyjściu bramki 3 zmienia się na H powodując otwarcie bramki 1. Impulsy z generatora zegarowego zostają doprowadzone do wejścia C1 licznika US2.

Pierwsze przejście ze stanu H do stanu L na wejściu licznika zmienia jego stan, co objawia się w rezultacie jako pojawienie się stanu L na odpowiednim wyjściu demultipleksera US3. Na obu wejściach bramki 4 pojawia się stan H, a na jej wyjściu — stan L, podtrzymujący stan H już występujący na wyjściu bramki 3 w wyniku naciśnięcia przycisku.

Puszczenie przycisku nie pwoduje zmian w układzie. Licznik dalej zlicza kolejne impulsy z generatora zegarowego, a układ US3 dekoduje kolejne stany wyjściowe licznika. Pojawiające się na kolejnych wyjściach układu US3 stany L powodują włączanie w obwód baz multiwibratora różnych rezystorów programujących (R6÷R19) i generację różnych tonów. Trwa to do czasu, w którym na jednym z wyjść demultipleksera, do których są dołączone wejścia bramki 4, nie pojawi się stan L. Wtedy to na obu wejściach bramki 3 pojawia się stan H, a na jej wyjściu — stan L, blokujący bramkę 2. Generacja tonów przerywa się.

Po następnym naciśnięciu przycisku P licznik zaczyna liczyć znowu, dopóki bramka 4 nie zablokuje bramki 2. W tym czasie zostaje wygenerowana druga melodia.

Na schemacie przedstawiono włączenie bramki 4 zapewniające generację dwóch melodii po 7 tonów. Inne długości melodii można uzyskać, przełączając punkty dołączenia wejść bramki 4 do wyjść demultipleksera.



Schemat dzwonka

Użyte w oryginalnym układzie tranzystory 2T3841 produkcji bułgarskiej są tranzystorami p-n-p, m.cz. Można je zastąpić dowolnymi tranzystorami p-n-p, m.cz. typu BC308 lub BC148. Tranzystor 2T6551, to bułgarska wersja BC211; typ 2T3167 można zastąpić dowolnym tranystorem n-p-n, m.cz. Diodę 2D5607 (60 V, 50 mA) można zastąpić dowolną krajową diodą małej mocy. *(k)* □

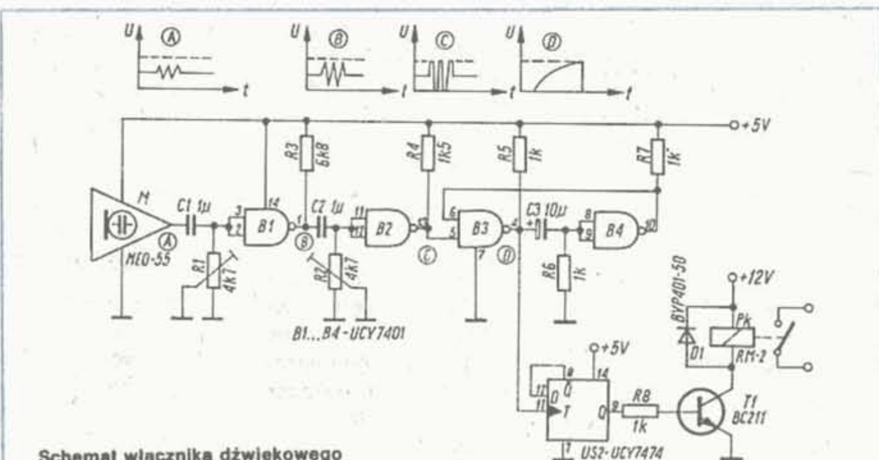
Z KRAJU I ZE ŚWIATA

Dyskietki o pojemności 3,2 MB. Pierwsze elastyczne dyski magnetyczne o dużej gęstości zapisu wprowadziła na rynek amerykańska firma 3M. Dyskietki te mają pojemność aż 3,2 MB i są przystosowane do napędów produkowanych przez japońską firmę Y-E Data. Ogromną pojemność pamięci (na dyskietce o średnicy 5,25 cala) uzyskano zwiększając gęstość zapisu z 9870 bitów na cal do 19 740 bitów na cal., Japońskie jednostki napędowe są również oryginalnym opracowaniem. Mogą pracować zarówno z nowymi dyskietkami, jak i z pamięciami o pojemnościach 1,6 MB oraz 1 MB. Można je także wykorzystać do odczytywania zapisu z najbardziej rozpowszechnionych dyskietek — 0,5 MB.

Dźwiękowy włącznik światła

Sławomir Dziurda

W artykule przedstawiono prosty i tani włącznik dźwiękowy, w którym jako wzmacniacze sygnałów wykorzystano bramki NAND. Jest to możliwe dzięki temu, że bramki cyfrowe TTL pracują liniowo w środkowym zakresie charakterystyki przejściowej.



Schemat włącznika dźwiękowego

Schemat elektryczny włącznika przedstawiono na rysunku.

Sygnał akustyczny, np. klaśnięcie w dłonie, indukuje w mikrofonie M napięcie zmienne. Napięcie to przez kondensator C1 steruje bramką B1, która pracując w liniowym zakresie charakterystyki wzmacnia sygnał. Podobną funkcję spełnia bramka B2. Wzmocniony sygnał wyzwala przerzutnik monostabilny utworzony z bramek B3, B4.

Na wyjściu przerzutnika uzyskuje się impuls o czasie trwania ok. 0,5 s. Impuls ten zmienia stan przerzutnika bistabilnego US2, do wyjścia którego jest dołączony tranzystor T. Obciążeniem tranzystora T jest przekaźnik Pk. Przez zestyk przekaźnika jest włączane zasilanie odbiornika energii, np. instalacji oświetleniowej.

Do zasilania włącznika wykorzystano zasilacz ZS 0,15-9/2, w którym diodę Zenera 9,1 V zastąpiono diodą o napięciu 5,1 V. Napięcie +12 V uzyskano bezpośrednio z wyjścia prostownika.

Uruchomienie układu sprowadza się do ustawienia potencjometrami R1, R2 napięcia wyjściowego bramek B1, B2 na poziomie 2,5 V. □

Z KRAJU I ZE ŚWIATA

■ **„Transformator elektroniczny".** Określenie to coraz częściej pojawia się w zachodnich publikacjach reklamowych, szczególnie w reklamach sprzętu oświetleniowego. Jest to impulsowy zasilacz pracujący w układzie półmostkowym, z częstotliwością rzędu 100 kHz, charakteryzujący się małymi wymiarami. Zasilany bezpośrednio z sieci 220 V daje na wyjściu napięcie 12 lub 24 V. Układ ma wysoką sprawność przekraczającą sprawność zwykłego transformatora o analogicznej mocy (20÷60 W). W odróżnieniu od klasycznego transformatora, moc transformatora elektronicznego maleje wraz z temperaturą z oczywistych powodów. Inne jego zalety, to odporność na zwarcia (następuje automatyczna redukcja mocy do wartości bezpiecznych dla układu elektronicznego lub wyłączenie), „miękki" start bez szkodliwych przepięć, ponowne uzyskiwanie pełnych parametrów po usunięciu zwarcia.

Międzynarodowe Jesienne Targi Lipskie'88

Janusz Justat

Korespondencja własna

Kilkakrotne wizyty w NRD na Targach Lipskich w ciągu ostatnich lat pozwoliły wyrobić sobie pogląd na zasady realizacji postępu technicznego u naszych sąsiadów.

Obserwując kolejne ekspozycje, np. sprzętu radiowo-telewizyjnego, nie widzi się zbyt wielu nowości w tej samej kategorii sprzętu, natomiast w ciągu niedługiego czasu nowości które pokązano trafiają do sklepów i można je tam rzeczywiście kupić. Drugą prawidłowość można zilustrować na przykładzie zelektronizowanego sprzętu gospodarstwa domowego. I tak, po zaprezentowaniu w 1986 r. pralki automatycznej z mikroprocesorowym sterownikiem (programatorem), w bieżącym roku nadal jest eksponowana ta sama pralka, ale pojawiła się jednocześnie jej odmiana o mniejszych wymiarach, bardziej oszczędna jeżeli chodzi o zużycie energii elektrycznej i wody, przeznaczona dla mniejszych gospodarstw domowych. Jednocześnie produkuje się również tańsze pralki z elektromechanicznym programatorem.

Jako nowości traktuje się również wyroby unowocześniane o lepszych właściwościach użytkowych. Mogą to być, np. produkowane od kilku lat zamrażarki, w których zastosowano nowy, lepszy materiał izolacyjny, dzięki czemu zużywają one teraz mniej energii elektrycznej, lub lodówki wyposażone w agregat o znacznie większej trwałości.

Bardzo duże znaczenie, szczególnie jeśli chodzi o sprzęt gospodarstwa domowego, kładzie się na oszczędzanie energii, niezawodność i trwałość.

Wyraźnie jest też widoczny podział na tańsze standardowe wyroby i znacznie droższe luksusowe, przy czym i jedne i drugie są dostępne w sklepach.

Można powiedzieć, że zauważa się tu wszędzie racjonalne, gospodarskie podejście do produkcji przemysłowej, którego u nas tak brakuje.

Niewątpliwie tegorocznym przebojem na targach był nowy model Wartburga z czterosuwowym silnikiem, wyposażonym w takie elektroniczne urządzenia, jak zapłon, regulator napięcia alternatora, przerywacz kierunkowskazów i świateł awaryjnych. Niestety przedstawiciele producenta nie byli w stanie udzielić żadnych bliższych informacji o tych urządzeniach. Miejmy nadzieję, że w jednym z następnych numerów „Elektronika" będzie można przekazać więcej wiadomości.

Sprzęt RTV

Po raz pierwszy zaprezentowano odbiorniki telewizji kolorowej nowej generacji „Signum 67-5201/5202" (fot. 1), produkowane przez zakłady VEB Fernsehgerate „Friedrich Engels" Stassfurt. Przy ich produkcji zastosowano nowoczesną technologię montażu powierzchniowego. W stosunku do poprzednich modeli ich niezawodność jest dwukrotnie większa. Obydwa modele mają kineskopy „In line" o przekątnej 67 cm, dwa kanały dźwiękowe, syntezę częstotliwości i cyfrowe układy regulacji — ze sterowaniem mikroprocesorowym. Głośniki, po 2 szt., są umieszczone po obu stronach kineskopu. Naturalnie, odbiorniki są wyposażone w zdalne sterowanie. Programator umożliwia zapamiętanie do 29 kanałów, automatyczne przestrajanie wzdłuż zakresu, bezpośredni wybór zaprogramowanego kanału. Odbiorniki „Signum" są przystosowane do telewizji kablowej oraz są wyposażone w tzw. „Eurozłącza". Model 5202 jest bardziej pod względem technicznym rozbudowaną odmianą. Odbiornik ma dekoder PAL/SECAM oraz dekoder Wideotekstu. Na ekranie można umieszczać podczas odbioru telewizyjnego wskazania cyfrowego zegara. Moc wyjściowa m.cz. wynosi 20 W (muzyczna), pobór mocy z sieci ok. 80 W, wymiary 77 × 54,5 × 46,5 cm, masa ok. 37 kg.

Druga wytwórnia odbiorników telewizyjnych, VEB Robotron--Elektronik Radeberg, również przedstawiła nowe odbiorniki telewizji kolorowej, przenośne, noszące oznaczenia RC9100/9140 (fot. 2), z ekranem o przekątnej 42 cm. Także i przy produkcji tych odbiorników jest stosowana technologia montażu powierzchniowego. Podobnie jak w OTVC „Signum" zastosowano tu cyfrowe układy regulacji, cyfrowy wskaźnik odbieranego kanału, zdalne sterowanie. „Eurozłącze" umożliwia współpracę z innymi urządzeniami, komputerem, magnetowidem itd. Odmiana odbiornika oznaczona RC9100 jest przystosowana do systemów PAL/SECAM i do odbioru wideotekstu. Moc wyjściowa m.cz. 4 W, wymiary 48,5 × 37,5 × 40 cm, masa 14,5 kg.

Do zestawu hi-fi typu wieża o oznaczeniu 3930, opisanego w „Re" nr 1/1987, opracowano kolejny element — tuner UKF z syntezą częstotliwości — ST3936. Odbiornik ma cyfrowe, sterowane mikroprocesorem układy strojenia (stabilizowane kwarcem) i regulacji. Programator umożliwia zapamiętanie 20 stacji. Przewidziane są trzy sposoby strojenia: wybór odbieranej częstotliwości klawiszami, automatyczne przestrajanie w całym zakresie częstotliwości i ręczne przestrajanie. Do tłumienia zakłóceń służą filtry MPX oraz ultradźwiękowy.

Oryginalnym, ale przede wszystkim funkcjonalnym rozwiązaniem wyróżniał się stereofoniczny zestaw — odtwarzacz kasetowy mający oznaczenie „LCS" (fot. 3). W skład zestawu wchodzi: stereofoniczny odtwarzacz typu „Walkman" ze słuchawkami, głośnik, dwa aktywne głośniki. Tak pomyślany zestaw jest w pełni uniwersalny; nadaje się do wykorzystania i w domu i poza nim. W domu można wykorzystywać jeden głośnik zasilany przez odtwarzacz lub dwa aktywne głośniki. Odtwarzacz i aktywne głośniki można dołączać do zasilacza sieciowego. Cały zestaw charakteryzuje się c brymi parametrami.

„Walkman": pasmo częstotliwości 80 Hz ÷ 90 kHz, zasilanie cztery baterie R6 albo zewnętrzny zasilacz, wymiary 13,5 × 9,2 × 3,5 cm, masa 240 g. Głośnik: pasmo częstotliwości 500 Hz ÷ 8 kHz, moc 0,25 W, wymiary 5,5 × 9,2 × 3,5 cm, masa 120 g. Głośniki aktywne: pasmo częstotliwości 63 Hz ÷ 13 kHz, moc wyjściowa 3 W, zasilanie z baterii lub zewnętrznego zasilacza, wymiary 9,2 × 11 × 9,5 cm, masa 800 g.

Nowy trójdrożny zestaw głośnikowy „Cascada" rozszerza i tak obszerną ofertę zestawów głośnikowych do sprzętu hi-fi. Jego podstawowe parametry: moc znamionowa 50 VA, maksymalna 75 VA, pasmo częstotliwości 35 Hz ÷ 22 kHz, impedancja 4 Ω, wymiary 23 × 63 × 28 cm.

Bardzo wysokie uznanie i złoty medal zdobył system — rodzina wzmacniaczy antenowych GGA300, przeznaczony do anten zbiorowych o bardzo dużej liczbie przyłączanych odbiorników — do 100 tys. W skład systemu wchodzi siedem rodzajów modułów w znormalizowanych obudowach (fot. 4). Za pomocą tego zestawu można odbierać do 12 kanałów telewizyjnych oraz 24 kanały UKF (stereofoniczne). Możliwe jest również rozsyłanie innego rodzaju sygnałów, np. cyfrowych.

Elektroniczne instrumenty muzyczne i sprzęt do nagłośniania

Wręcz imponująco przedstawiała się ekspozycja elektronicznych instrumentów muzycznych i urządzeń do nagłośniania, będących specjalnością NRD. Składały się na nią instrumenty klawiszowe, zestawy głośnikowe, wzmacniacze oraz pomocnicze urządzenia. Sprzęt ten jest produkowany przez VEB Kombinat Musikinstrumente Markneukirchen/Klingenthal i ma firmową nazwę „VERMONA", dobrze znaną i w Polsce. Oferta elektronicznych instrumentów klawiszowych obejmuje m.in. elektroniczne organy, pianina, syntezator. Najprostszy instrument „Sandy" jest wyposażony w manuał o 54 klawiszach obejmujący 6 oktaw. Organy elektroniczne „Formation 3" i „Formation 2" to profesjonalne instrumenty; pierwszy z nich jest przeznaczony przede wszystkim dla solistów, a drugi dla zespołów muzycznych. Kolejne instrumenty, to elektroniczne pianina „E-Piano" i bardziej rozbudowana wersja „Piano-Strings". Każdy z tych instrumentów może współpracować w zestawie z elektronicznymi organami „Formation 2".

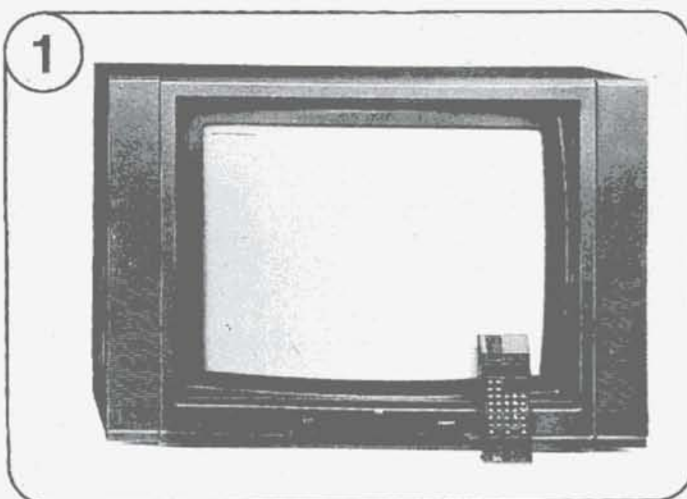
„Stereo Keyboard" należy do bardzo obecnie popularnych instrumentów, w których najczęściej stosowane rytmy, np. beat, rock, samba, tango, walc, są wytwarzane automatycznie. Prezentowany był również syntezator z manuałem o 44 klawiszach, obejmującym 3 1/2 oktawy.

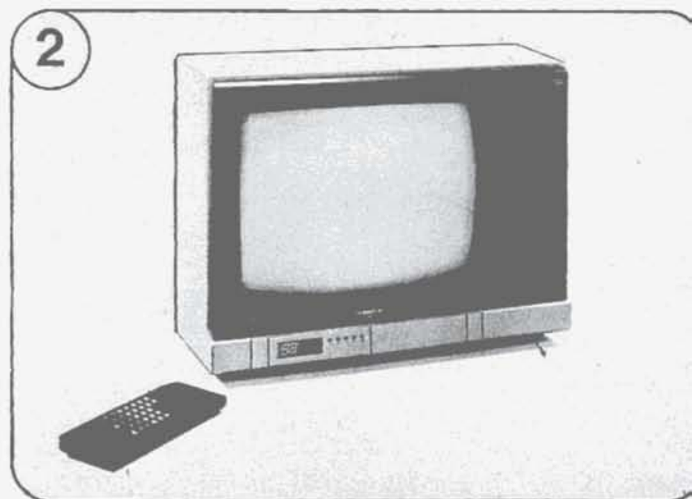
Zestawy głośnikowe „VERMONA" mają solidne obudowy przystosowane do częstego transportowania, są więc podobnie jak cały tu omawiany sprzęt przeznaczone głównie dla zespołów muzycznych. Najmniejszy zestaw L9033, zalecany dla solistów, ma moc 30 VA i pasmo częstotliwości 60 Hz ÷ 12 kHz. Dwa następne zestawy, uniwersalne, dwudrożne, mają moc 60 VA i pasmo częstotliwości: L9064 30 Hz ÷ 14 kHz, L9065 60 Hz ÷ 14 kHz. Największy zestaw o mocy 100 VA, również dwudrożny ma pasmo częstotliwości 30 Hz ÷ 14 kHz.

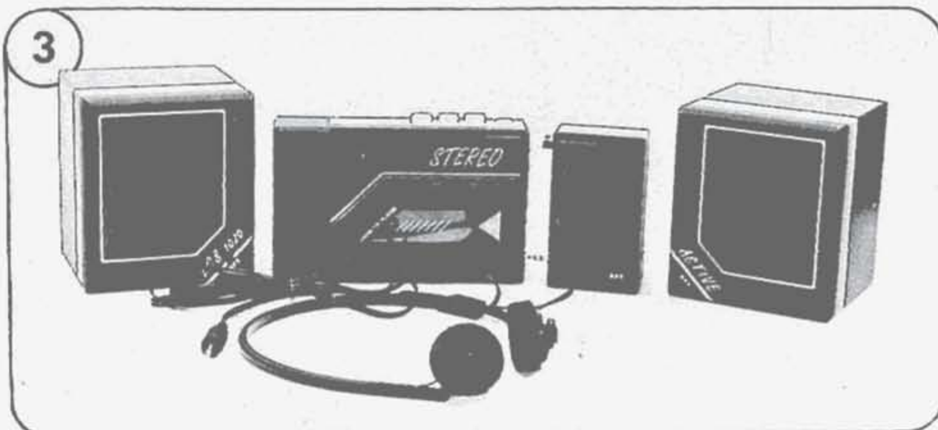
„VERMONA" oferuje spory asortyment typowo estradowych głośników ze wzmacniaczami o nazwie „Regent". Można tu wymienić na przykład typy 221 i 225 — głośniki ze wzmacniaczami o mocy 20/15 VA do współpracy z instrumentami muzycznymi, 310 — monitor 40/25 VA, 1040 — wzmacniacz gitarowy z głośnikiem 100 VA (sinus). Cała rodzina tych głośników ze wzmacniaczami obejmuje ok. 15 typów.

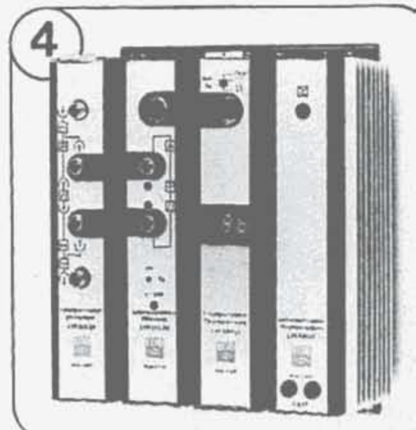
Kolejny rodzaj sprzętu, to wzmacniacze „Regent", mono- i stereofoniczne, przystosowane do transportu lub do montowania w obudowie 19", albo na stojaku. Są to wzmacniacze o mocach od 150/100 VA monofoniczny — typ 1010 i stereofoniczny — 2022, do 300/200 VA — monofoniczne, typy 2010 i 2021. „Regent 2010" jest dostosowany do współpracy z urządzeniami mikserskimi, a 2021 ma wbudowane regulatory niskich, średnich i wysokich tonów.

Wymienione tu wzmacniacze są przystosowane do przenoszenia. Kolejne wzmacniacze „Regent", to bardzo podobne typy: 2012 i 2013 monofoniczne o mocy 200 VA (sinus) oraz 2023 — stereofoniczny 2 × 100 VA (sinus). *Cd. na III str. okł.*







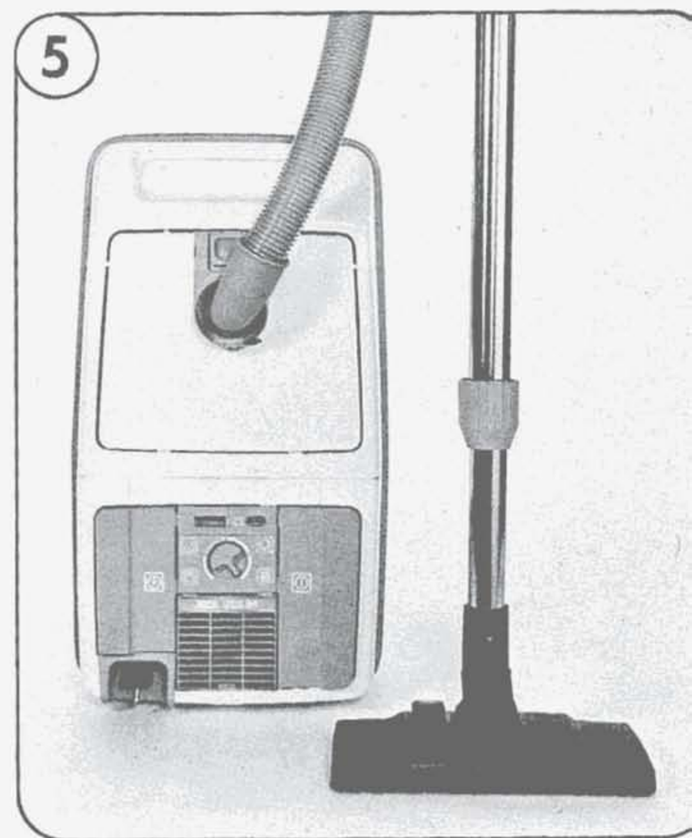


Cd. ze str. 31

Program produkcyjny nie byłby kompletny, gdyby zabrakło w nim pomocniczych urządzeń. Należą do nich: 12-kanałowy mieszacz „Mixer 1222" oraz 16-kanałowy stół mikserski „Mixer 1642", umożliwiający ponadto wprowadzanie dodatkowych efektów akustycznych. Kolejne urządzenia, to: stereofoniczny 10-kanałowy korektor graficzny E2010 i urządzenie DEG500 do wytwarzania techniką cyfrową specjalnych efektów akustycznych: echo, flanger i chorus.
Nawet z tej bardzo lakonicznej informacji można łatwo wywnioskować, że melomani i zespoły muzyczne w NRD mają w czym wybierać kompletując swój sprzęt elektroniczny.

Zelektronizowany sprzęt gospodarstwa domowego

W tej dziedzinie nie było wiele nowości. Nadal poczesne miejsce w ekspozycji Kombinatu „FORON" zajmuje automatyczna pralka typu VA861 — Electronic z mikroprocesorowym programatorem, opisana w „Re" nr 1/1987, nagrodzona teraz złotym medalem. Dołączyła do niej, również wyposażona w elektroniczny programator mała pralka typu WA-K/S. Mimo znacznie zmniejszonych wymiarów można w niej uprać za jednym razem 4,5 kg bielizny. Jest ona bardziej oszczędna niż dotychczasowe modele. Zużywa o 30% mniej energii elektrycznej i o 24% mniej wody.
Nowe modele lodówek wyróżniają się niewielkim zużyciem energii 0,7 ÷ 0,9 kWh na dzień oraz dużą trwałością, deklarowaną na nie mniej niż 22 lata. To ostatnie zdanie można specjalnie zadedykować naszym producentom lodówek.
Kombinat VEB Elektrogerätewerk Suhl zaprezentował odkurzacz typu BSS94 o efektownej obudowie (fot. 5) z elektronicznym regulatorem ciągu (prędkości obrotowej silnika).
Nowe ogrzewacze wody, tzw. termy o pojemności 5 litrów zostały wyposażone w dokładnie działający elektroniczny regulator temperatury. Producent podkreśla, że po zastosowaniu nowego materiału izolacyjnego otaczającego zbiornik wody, terma zużywa o 38% mniej energii elektrycznej. Do oszczędności przyczynia się także pokrętło regulatora temperatury z wyraźnie zaznaczonymi pozycjami: mycie rąk — ok. 37°C, oszczędne ogrzewanie wody — ok. 55°C, maksymalna temperatura — ok. 85°C.
Nawet w tym pozornie drobnym przykładzie widać przejaw powszechnie obowiązującej dbałości o racjonalne zużywanie energii.





Neptun 203 — nowy przenośny odbiornik telewizji kolorowej z Gdańskich Zakładów Elektronicznych Unimor. Odbiornik ma ekran o przekątnej 14", jest przeznaczony do odbioru programów PAL i SECAM; programator umożliwia odbiór stacji TV na ośmiu kanałach.

Dwukasetowy magnetofon stereofoniczny — deck M9201 z Zakładów Radiowych im. M. Kasprzaka. Magnetofon zawiera dwa mechanizmy: A — umożliwiający nagrywanie i odtwarzanie oraz B — tylko odtwarzanie. Elektroniczny układ sterowania ułatwia kopiowanie nagrań. M9201 wchodzi w skład wieży ZM9201.

